tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 41 - nr. 5 - 1976

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, Leidschendam. Gironummer 94746 t.n.v.
Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Genootschap stelt zich ten doel in Nederland en de Overzeese Rijksdelen de wetenschappelijke ontwikkeling en de toepassing van de elektronica en de radio in de ruimste zin te bevorderen.

Lidmaatschap

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt. De contributie bedraagt fl. 45,--.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een juniorlidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt f 45,--. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

DE EXAMENS

De examens door het Genootschap ingesteld en afgenomen zijn:

a. op lager technisch niveau:"Elektronica monteur NERG"
b. op middelbaar technisch niveau: Middelbaar Elektronica Technicus NERG"

Brochures waarin de exameneisen en het examenreglement zijn opgenomen kunnen schriftelijk worden aangevraagd bij de Administratie van de Examencommissie.

Voor deelname en inlichtingen wende men zich tot de Administratie van de Examencommissie NERG, Genemuidenstraat 279, den Haag, gironummer 6322 te den Haag.

ONDERWIJS EN ONDERZOEK IN DE I.C.-ELEKTRONICA AAN DE TECHNISCHE HOGESCHOOL DELFT

prof.dr.ir. J. Davidse,
T.H. Delft.

Teaching and research in IC-electronics at Delft University of Technology
Recently the Electrical Engineering Department of Delft University of Technology has established a fully equipped workshop for the manufacture of monolithic integrated circuits. The paper sketches the history of the development of teaching and research programs in IC-electronics leading to the establishment of the new workshop.

De elektronica heeft het in de ongeveer 70 jaren van haar bestaan haar beoefenaren niet aan afwisseling doen ontbreken. Opvallend is dat het steeds hoge innovatietempo in de loop der decenniën eerder toe- dan afnam. De drijvende kracht achter de zich versnellende ontwikkeling was ongetwijfeld de sterke penetratie van de voortbrengselen van de elektronica in haast alle sectoren van de samenleving. Vandaag de dag is de elektronica niet meer weg te denken uit ons leven. Zij vormt bovendien, niet het minst in ons land, de basis van een zeer omvangrijke economische activiteit.

Zoals dat bijna steeds het geval is in zich ontwikkelende sectoren van wetenschap en techniek zijn er ook in de elektronica discrete gebeurtenissen aan te wijzen die het startpunt vormden voor nieuwe expansies. Te denken valt aan de uitvinding van de vacuumtriode, de ontdekking van de betekenis van tegenkoppeling, de uitvinding van de transistor, de planaire techniek en, in directe relatie hiermee, de monolithische techniek. Elk van deze fundamentele doorbraken gaf aanleiding tot een stortvloed van nieuwe toepassingen en tot hernieuwde expansie in reeds gevestigde werkterreinen.

Het moge waar zijn dat de opening van steeds weer nieuwe uitzichten de beoefenaars van de elektronische techniek een boeiend leven bezorgde - misschien soms wel gepaard gaande met hartkloppingen - voor het onderwijs in de elektronica bracht dit alles in elk geval aanzienlijke problemen met zich mee. Voor het wetenschappelijk onderwijs komt daar nog bij dat het bewust als trendsetter dient te fungeren met betrekking tot alle vernieuwingen in het onderwijs, of deze nu van didactische of inhoudelijke aard zijn. Niet-universitaire onderwijsinstellingen ontlenen hun inspiratie tot vernieuwingen terecht in belangrijke mate aan het onderwijs op het hoogste niveau. Het adequaat reageren op wetenschappelijke progressie in het onderwijs is een probleem met vele facetten. Voor de docenten betekent het in de eerste plaats zelf "bijblijven" in het vak en het nieuw verworvene in een didactisch bruikbare vorm brengen. Dit vereist afstand nemen, ordenen en onderlinge verbanden leggen. Nog moeilijker is het meestal de nieuwe stof zodanig met de bestaande te verweven dat geen beroep behoeft te worden gedaan op uitbreiding van de voor het onderwijs beschikbare tijd.

De nieuwe ontwikkelingen komen voort uit wetenschappelijk onderzoek en betrokkenheid bij dit onderzoek is, blijkens algemene ervaring, een onmisbare voorwaarde om trefzeker in het onderwijs te reageren op de evolutie van de wetenschap.

Vanouds hebben universitaire instellingen dan ook onderwijs en onderzoek als complementaire taakstellingen ervaren. Het wetenschappelijk onderzoek, zoals dat in de vakgroepen bedreven wordt, dient trouwens daarnaast op een zeer directe wijze het onderwijs: het verschaft het milieu waarin studenten in hun laatste studiejaren zich kunnen bekwamen in het zelfstandig bezig zijn in de wetenschap. Zolang deze training wordt beschouwd als een essentieel bestanddeel van de universitaire vorming, zal de universiteit in elk geval een eigen onderzoekprogramma moeten hebben. Over de keuze van de voor dit soort onderzoek geschikte onderwerpen kan men lang twisten - en dat wordt ook gedaan - niemand zal echter willen ontkennen dat de onderwerpen eigentijds dienen te zijn. Eigentijdse elektronica is niet denkbaar zonder geïntegreerde schakelingen. Dit behoeft nog niet in te houden dat elk instituut dat zich bezig houdt met onderzoek op het gebied van de elektronica de beschikking moet hebben over een eigen faciliteit om geïntegreerde schakelingen te vervaardigen. Ook niet dat alleen zo de nodige onderwijsvernieuwing aan haar trekken kan komen. De I.C.-techniek heeft van 1966 af in het onderzoek en het onderwijs aan onze Afdeling een plaats ingenomen. In het onderzoek ging het daarbij aanvankelijk vooral om toepassingen van beschikbare kant-en-klare I.C.'s. Toen later ook eigen I.C.-ontwerpen tot stand kwamen, kon dankbaar geprofiteerd worden van de bereidheid van de industrie om een aantal geheel tot het fabricagestadium uitgewerkte ontwerpen metterdaad te realiseren. In het elektronica-onderwijs is de I.C.-techniek van 1966 af steeds verder doorgedrongen. Reeds verscheidene jaren komen de technologie en de opbouw van I.C.'s reeds in het eerste studiejaar aan de orde. Op het niveau van het

4e en 5e studiejaar beschikken de onderling nauw samenwerkende vakgroepen die zich bewegen op het terrein van de materiaalkunde en van de elektronica, over een pakket aan keuzevakken die nagenoeg het gehele gebied der moderne I.C.-techniek en haar toepassingen bestrijken. Het aanhangsel geeft hiervan een overzicht. De vakgroepen beijveren zich de inhoud van deze vakken ieder jaar opnieuw bij te stellen. Met het thans beschikbare onderwijspakket menen wij ook internationaal voor den dag te kunnen komen. Naar ons gevoelen is dit een eis die wij moeten stellen aan het universitaire onderwijs in een vakgebied dat voor het Nederlandse bedrijfsleven van eminent belang is.

Wij hebben lang geaarzeld met het ontwikkelen van plannen voor een eigen faciliteit voor de vervaardiging van monolithische geïntegreerde schakelingen wegens de zeer aanzienlijke daaraan verbonden financiële en organisatorische consequenties. Een eerste stap in de richting van ondersteuning van het onderwijs in de I.C.-techniek was de oprichting van een modern practicum waar tweedejaarsstudenten kennis kunnen maken met de technologische grondslagen van de I.C.-techniek. Dit practicum, dat operationeel werd in 1972, beschikt over faciliteiten van een weliswaar beperkte omvang, doch deze zijn wel op moderne leest geschoeid. Het geniet een grote belangstelling van de zijde der studenten.

Een volgende stap was de opbouw van een groep voor onderzoek op het gebied van de monolithische siliciumtechnologie in de vakgroep elektrotechnische materialen. Deze groep verwierf een grote hoeveelheid kennis en ervaring op het door haar bestreken terrein waardoor zij na verloop van tijd in staat was bescheiden I.C.'s te vervaardigen, hetgeen de op de bestudering van schakelingen gerichte groepen de mogelijkheid bood zich de nodige vaardigheid in het ontwerpen in monolithische techniek eigen te maken. Tezamen met de ervaring die verkregen werd via de grotere ontwerpen, die hun uiteindelijke realisatie vonden in het I.C.-atelier van het Philips Natuurkundig Laboratorium, leverde dit alles een solide basis op voor een grondige verkenning van de in de nabije toekomst gewenste ontwikkelingen. In juni 1972 diende een met het oog hierop ingestelde studiegroep een voorstel in voor de oprichting van een werkgroep "geïntegreerde schakelingen", waarin de vakgroepen elektrotechnische materialen, elektronica, elektronische techniek en elektronische instrumentatie samenwerken. Deze werkgroep kwam tot de overtuiging dat in de nabije toekomst de totale behoefte aan fabricagefaciliteiten voor I.C.'s zo groot zou zijn dat, in navolging van wat in de TH Twente reeds van de oprichting af was opgebouwd, de vestiging van een eigen I.C.-atelier diende te worden voorbereid. Omdat in Twente reeds met succes de MOS-techniek werd beoefend zou het atelier zich voorlopig kunnen beperken tot de bipolaire techniek. Er werd een gedetailleerd plan uitgewerkt en in juni 1973 nam de Afdelingsraad van de Afdeling der Elektrotechniek een hierop gebaseerd voorstel over. Toen vervolgens ook het College van Bestuur, daarbij gesteund door de Hogeschoolraad, toezegde het niet door de Afdeling financierbare gedeelte van de inrichting te willen financieren, was de weg vrij voor de opbouw van dit atelier. Dat bij het vinden van een geschikte ruimte, het bruikbaar maken van deze ruimte voor het beoogde doel, en het installeren van de apparatuur, wel enige problemen moesten worden overwonnen zal u geenszins verwonderen. Half 1975 was het I.C.-atelier operationeel en begin 1976 leverde het de eerste goed werkende I.C.'s op. Zolang onze ervaring nog beperkt is gebruiken we het atelier als een typische fabricagefaciliteit, waarbij de bediening van de apparatuur is toevertrouwd aan een vaste technische staf. Dit lijkt voorlopig noodzakelijk om een optimaal rendement ten behoeve van het onderwijs in het ontwerpen van geïntegreerde schakelingen en ten behoeve van het onderzoek op dit gebied, te waarborgen. In een later stadium kan worden overwogen of het mogelijk is het atelier of een deel daarvan meer als uitgebreid I.C.-laboratorium te gebruiken, waarbij wetenschappelijk medewerkers en studenten zelf de apparatuur bedienen. Oriëntatie bij buitenlandse universiteiten, die over vele jaren ervaring beschikken in het operationeel werken met soortgelijke faciliteiten, heeft ons getoond dat dit in principe zeer wel mogelijk is.

Het behoeft geen betoog dat wij met ons nieuwe atelier bijzonder gelukkig zijn. Wij geloven mede hierdoor in staat te zijn in Nederland in de toekomst een hoog niveau van onderwijs en onderzoek in de elektronica te kunnen garanderen. Het staat voor ons vast dat dit een levensbelang is voor het Nederlandse volk, dat in het verleden er blijk van gegeven heeft een bijzonder goede voedingsbodem te zijn voor activiteiten op elektronicagebied van de hoogste kwaliteit. Bij te dragen tot het behouden en zo mogelijk versterken van de in deze bedrijfstak opgebouwde positie van Nederland achten wij een dure plicht van het Nederlandse Technisch Hoger Onderwijs.

<u>Aanhangsel</u>

Lijst van op de I.C.-techniek betrekking hebbende keuzevakken voor het 4e en 5e studiejaar

- 1 20A fysica van geïntegreerde silicium transducenten (prof.dr.ir. S. Middelhoek)
- 1 20B fysica van computer geheugenelementen (prof.dr.ir. S. Middelhoek)
- 1 21 fysica van halfgeleiderelementen (dr. M. Kleefstra)
- 1 22 technologie van geïntegreerde schakelingen (dr. M. Kleefstra)
- 1 62A elektronica b.o.: analoge geïntegreerde schakelingen (prof.dr.ir. J. Davidse)

1 62B elektronica b.o.: elektronische beeldtechniek
(prof.dr.ir. J. Davidse)

1 66 bipolaire schakelelementen (prof.ir. T. Poorter)

1 67 MOS-digitale geïntegreerde schakelingen
(prof.ir. T. Poorter)

1 68 bipolaire digitale geïntegreerde schakelingen
(prof.ir. T. Poorter)

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

HET UNIVERSITAIR WETENSCHAPPELIJK ONDERZOEK

Dr. G. Klein
Ministerie van Onderwijs en Wetenschappen

De relatief verminderende beschikbare middelen voor onderwijs en wetenschappen en de door de ontwikkeling in de maatschappij noodzakelijk geworden nieuwe aktiviteiten, maken een heroverweging van de bestaande aktiviteiten noodzakelijk. Wat betreft het wetenschappelijk onderzoek zal o.a. aandacht gegeven moeten worden aan het aanstellingsbeleid, de voorlichting, de verslaglegging, de overlegstruktuur en de wijze van financiering.

Mijnheer de Voorzitter, Dames en Heren,

Hoewel ik in met name studentenbladen nogal eens de stelling tegenkom dat er nauwelijks een strooitje nodig is om mijn mond open te krijgen hoop ik toch dat U van mij wilt aannemen dat er na ruim 3 jaar in mijn huidige funktie de laatste tijd bij mij toch enige terughoudendheid m.b.t. het publiekelijk woord voeren is ontstaan. Hoewel de portefeuille zeker niet smal mag worden genoemd komt er namelijk toch een ogenblik waarop men vaststelt dat alles wat, naar de eigen mening, gezegd moet worden, ook al eens of meermalen is gezegd.

Toch, Mijnheer de Voorzitter, heb ik, toen mij enige tijd geleden de uitnodiging bereikte om op de 257ste werkvergadering van Uw genootschap te spreken, geen ogenblik geaarzeld om deze - ik mag wel zeggen met graagte - te aanvaarden.

Hiervoor is een aantal redenen aan te wijzen. De eerste is het feit dat ik als nu toch wel zeer passief lid waarvan de aktiviteiten zich beperken tot het lezen van de artikelen in Uw tijdschrift en het constateren dat het steeds moeilijker wordt om deze te begrijpen, deze kans om een bijdrage te kunnen leveren aan de werkzaamheden van Uw genootschap niet mocht laten voorbijgaan.

Dat ik dat dan ook nog kon doen op de plaats waar ikzelf jaren werkzaam ben geweest is een tweede reden. Erop terugkijkend kunnen deze jaren toch wel worden aangeduid als de periode waarin het zonneklaar werd dat de Universiteiten en Hogescholen voor grote veranderingen op vele terreinen stonden.

In de eerste plaats vanzelfsprekend het proces dat met het woord democratisering wordt aangeduid. Publiekelijk heb ik de afgelopen jaren zo vaak mijn mening over dit voor de universiteiten zo indringende gebeuren naar voren gebracht dat het, los van het karakter van deze vergadering, niet zinvol is hierover thans nog iets te zeggen, te meer daar ik op zeer korte termijn de verlenging van de Wet Universitaire Bestuurshervorming in de Tweede Kamer hoop te verdedigen.

Een zaak die zich in die tijd begon af te tekenen en waarop ik in de rest van mijn betoog wel zou willen inhaken was het feit van relatief verminderende beschikbare middelen, en waardoor een afwegingsproces op gang kwam waarbij het starten van nieuwe, noodzakelijke aktiviteiten gebonden werd aan een heroverweging van bestaande aktiviteiten.

Ik heb de aanzet van de discussie over dit atelier nog net meegemaakt en als ik er van uitga dat in de sindsdien verlopen tijd de kwaliteit en intensiteit van deze discussie is gecontinueerd, heb ik er alle vertrouwen in dat de afdeling der Electrotechniek tot een goede beslissing is gekomen waarmee ik de afdelingsgemeenschap in zijn geheel maar toch wel in het bijzonder Prof. Middelhoek en zijn medewerkers van harte wil gelukwensen.

Een andere reden waarom ik graag op de uitnodiging ben ingegaan is het feit dat de ingebruikneming van dit atelier ook een goede gelegenheid is om voor Uw genootschap, met leden uit zowel het onderwijs als het bedrijfsleven, wat nader in te gaan op dat gedeelte van mijn portefeuille waarover ik publiekelijk slechts een enkele maal heb gesproken, terwijl de belangrijkheid ervan zeker enige "frappez toujours" toestaat, namelijk het wetenschappelijk onderzoek.

Ik moge hiertoe beginnen met het, verkort weergeven van wat ik over dit onderwerp geruime tijd geleden bij de opening van het biologisch centrum in Haren heb gesteld.

In de regel wordt bij het maken van plannen binnen de aktiviteit "O+W" het onderwijs als invalshoek gekozen. Voor een evenwichtige afweging is het echter niet alleen gewenst maar ook noodzakelijk dat deze afweging ook vanuit het onderzoekbeleid wordt benaderd, omdat eerstens de relatie tussen onderwijs en onderzoek niet die is van onafhankelijk en afhankelijk veranderlijke maar er een wederzijdse afhankelijkheid bestaat die echter bepaald niet gelijk is voor alle disciplines en bovendien niet, uit beleidsoverwegingen alleen al, als constant mag worden aangenomen. Zeker in een situatie waarin het totaal aan beschikbare middelen kleiner is dan nodig voor

de uitvoering van alle noodzakelijke taken, laat staan van alle vermeende taken.

Voor wat de taken van O+W in zijn geheel betreft kunnen we vaststellen, dat door de ontwikkeling in de maatschappij dit totaal van aktiviteiten een zodanige groei vertoont - en zeker ook zal blijven vertonen - dat zelfs bij de meest optimistische reeële prognose van de beschikbare middelen het quotiënt totaal bedrag: totaal aan verlangde aktiviteiten een tamelijk sterk dalend verloop te zien zal geven.

Om enkele van deze nieuwe aktiviteiten te noemen: steun in het kleuter- en basisonderwijs aan die kinderen, die om verschillende redenen buiten het onderwijs gelegen, met een achterstand aan het onderwijs gaan deelnemen; 2e kans en 2e weg onderwijs, waaronder open school, open universiteit en part-time opleidingen; de werkende jongeren, maar ook om iets heel anders te noemen, de onophoudelijke druk op de Akademische ziekenhuizen om de resultaten van medisch speurwerk om te zetten in nieuwe volksgezondheidsaktiviteiten.

Bepaald niet uitputtend, maar U zult het met mij eens zijn, al heel wat, en voldoende om de volgende konklusie te mogen trekken: de externe druk op O. en W. zal hoe dan ook zeer groot zijn. Nu zal deze druk zeker niet gelijkelijk verdeeld worden over alle delen: Poisson is hier niet van toepassing.

Hoe die verdeling van de druk zal uitvallen hangt van zeer veel faktoren af. Om er één te noemen, gegeven het feit dat onze begroting voor het overgrote deel uit personeelslasten bestaat, zal het toekomstig salarisbeleid van zeer grote wellicht doorslaggevende betekenis zijn. Kijken we naar de verschillende sectoren en het brede skala van nieuwe verlangens, dan vereist het geen voorspellende gaven om te veronderstellen dat het wetenschappelijk onderwijs plus onderzoek tezamen ook in de komende jaren onder hoge druk zullen blijven staan. Realiseren we ons vervolgens dat de hoger-onderwijstaak - waarbij we toch bij voorkeur de toelatingsbeperking willen minimaliseren - de eerste tien jaar nog zal toenemen, dat er bovendien, na de mogelijke versobering in investeringen, ten alle tijde een bepaald bedrag voor de investeringen zal dienen te worden opgebracht, dan lijkt het veilig om van de veronderstelling uit te gaan dat het wetenschappelijk onderzoek onder een wel zeer sterke druk zal komen te staan. Om dit adekwaat op te vangen is dan ook een aktief beleid van onderzoeken, besturen en regering vereist.

Alvorens hier nader op in te gaan, wil ik met U een blik slaan op de uitgaven van het hoger onderwijs en de wetenschappen bij O. en W. Als we alles bij elkaar optellen dan komen we op een budget van zo'n vijf miljard gulden.

Daarmee hebben we een geweldige investering in het denken van mensen gedaan.

Het is niet mis wat een land als het onze zich aan wetenschappelijk onderzoek kan veroorloven: 33.000 werknemers die onderwijs en onderzoek kunnen doen alleen al aan de universiteiten! Natuurlijk weet ik dat het onderwijs daar een groot deel van uitmaakt, besturen schijnt tegenwoordig ook veel tijd te kosten, maar dat wordt met de dag beter beweer ik. Ruw geschat mogen wij dan ook stellen dat er zo'n 10 à 15.000 manjaren per jaar beschikbaar zijn voor onderzoek.

In een situatie, waarin personeelsuitbreidingen voor de universiteiten en hogescholen zich niet meer automatisch voltrekken en de kansen hierop steeds geringer worden, moeten wij er voor waken dat de universiteiten hun opleidings- en onderzoekfunktie kunnen blijven waarmaken. Een onmisbare voorwaarde voor de handhaving van de kwaliteit van deze funktie is, dat er permanent tijdelijke plaatsen ter beschikking blijven waardoor jonge mensen de gelegenheid behouden, b.v. in het kader van een promotie-onderzoek, om zich verder te ontplooien tot wetenschappelijk onderzoeker. Het is duidelijk, dat er voor moet worden gewaakt, dat er een juiste verhouding tussen tijdelijke en vaste plaatsen in de totale formatie gewaarborgd blijft. Dit kan betekenen dat er korrekties zullen moeten plaatsvinden bij die instellingen van hoger onderwijs, waar deze verhouding teveel is verschoven in de richting van het vaste personeel tot dat een acceptabeler verhouding tussen beide soorten van medewerkers is ontstaan.

Ik zei zojuist, dat een aktief beleid van de regering en de direct-betrokkenen noodzakelijk is. Wij hebben in deze een gezamenlijke verantwoordelijkheid. We mogen vaststellen dat, om op zich toe te juichen redenen, ook de beslissingen over het wetenschappelijk onderzoek vandaag de dag al voor een groot deel en in de toekomst in nog sterkere mate moeten worden genomen in een open struktuur.

Het lijkt reëel om aan te nemen, dat de tijd dat dit een aangelegenheid was van enkelen en bovendien de beschikbaarheid van middelen een nauwelijks interessante parameter was, echt tot het verleden behoort.

Nu is de struktuur zelfs zo open dat ook anderen dan de direct-betrokkenen zich steeds meer met het w.o. gaan bemoeien, bemoeien in de goede betekenis van het woord. Hier nu signaleer ik een verschil tussen het wetenschappelijk onderwijs en onderzoek. Waren beide aktiviteiten vroeger zo ver weg van de gewone burger dat zij zich ontrokken aan de waarneming van het merendeel der bevolking, dank zij de externe demokratisering die nu ook volop in gang is bij het tertiair onderwijs, is het wetenschappelijk onderwijs op vele punten bespreekbaar geworden. Belangrijke problemen komen ter sprake in een veel groter verband.

Een van de gevolgen hiervan is dat de betrokken bewindslieden niet alleen verantwoording moeten afleggen

in de volksvertegenwoordiging, maar dat zowel volksvertegenwoordigers als bewindslieden zich tevens in allerlei verbanden hebben te verantwoorden - of juister - hebben te luisteren naar en te verwerken wat er bij de bevolking leeft.

Van het wetenschappelijk onderwijs is er dan ook duidelijk een eerste aanzet tot wat in een parlementaire demokratie de optimale menings- en besluitvormingsstruktuur lijkt, namelijk de gesloten kring, althans indien de deelnemers aan het wetenschappelijk onderwijs zich ook een deel van de bevolking weten en ieder op zijn eigen wijze, zijn specifieke deskundigheid en inzichten inbrengt.

Tegen het gevaar eigen aan gesloten kringen, het "in een kringetje blijven rondpraten", bestaat de beveiliging uit het feit dat binnen deze kring zekere bevoegdheden tot het doorhakken van knopen bestaan. Dat er vervolgens weer een intensieve controle op deze hakbevoegdheden bestaat, maakt dat hier gesproken kan worden van een goed beveiligd, gedemocratiseerd en open systeem, zeker voor verbetering vatbaar, maar er is bepaald mee te werken.

Voor het onderzoek geldt deze gesloten kring nog maar nauwelijks: de bevolking is hierbij aanzienlijk minder betrokken, hetgeen met name inhoudt dat ook de beveiliging veel kleiner is.

In een dergelijk open systeem, waarbij de bevolking niet betrokken is, bestaat het gevaar dat de zeggenschap ôf wel in zijn geheel bij de centrale overheid terecht komt zonder dat deze werkelijk verantwoording behoeft af te leggen, of de direct-betrokkenen maken in feite de dienst uit, waarbij de centrale overheid uitsluitend een soort brievenbusfunktie vervult. In feite hebben wij in het verleden met de laatste variant te maken gehad, maar de tijden dat de volksvertegenwoordiging een minister van O en W toejuichte bij de mededeling dat zijn begroting met enkele honderden miljoenen was overschreden liggen nu wel voorgoed achter ons.

Hoe kunnen de onderzoekers en een regering, die in tegenstelling tot wat velen suggereren geen centralisme voorstaat, er nu voor zorgen dat ook die andere ongewenste situatie, waarbij de centrale overheid bij wijze van spreken, zijn gang kan gaan, niet ontstaat?

Welnu, in de eerste plaats door te proberen een gesloten kring te krijgen, dat wil zeggen door er voor te zorgen, dat ook de bevolking zich betrokken weet bij het wetenschappelijk onderzoek. Alle betrokkenen hebben de bevolking duidelijk te maken waar ze mee bezig zijn, want onbekend maakt financieel onbemind. De opvatting dat wat goed is voor de wetenschap, ook goed is voor Nederland heeft aan vanzelfsprekendheid ingeboet. Nu heerst bij velen van de bevolking dikwijls het gevoel: het zal allemaal wel veel te veel kosten.

Bij het ontbreken van goede voorlichting ontstaat dan een tamelijk instabiel geheel, waarbij met name de appreciatie een soort flip-flopachtig karakter krijgt.

Goede voorlichting is een essentiële voorwaarde om het wetenschappelijk onderzoek bij de bevolking te brengen. Degenen die dit wellicht tijdverspilling vinden, mag ik herinneren aan de uitspraak van Rutherford, vrij vertaald, dat een wetenschapper die zijn werk niet kan uitleggen aan de kelner uit het café om de hoek er kennelijk zelf nog niet zo goed over heeft nagedacht. Ik mag wat dit betreft dan ook een beroep doen op de universiteiten en hogescholen om zelf in eigen huis enig licht te ontsteken.

Op hen rust de plicht zorg te dragen voor de kwaliteit van de informatie. Een verantwoording van hun onderzoekprogramma's bijvoorbeeld mis ik over het geheel genomen nog steeds. In ieder normaal bedrijf, waar onderzoek verricht wordt, verschijnen van tijd tot tijd rapporten om hiervan verslag te doen. Ik meen dat de bevolking en de volksvertegenwoordiging aanspraak mogen maken op een goede verslaglegging van de wijze waarop de rijksgelden aan wetenschappelijk onderzoek besteed worden.

Naast dit werk is er de noodzaak om op andere wijze aan onze gemeenschappelijke verantwoordelijkheid vorm te geven. Er dient een overlegstruktuur te komen, waarin een wisselwerking tussen de centrale overheid enerzijds en de direct-betrokkenen anderzijds mogelijk is.

De minister van wetenschapsbeleid in zijn nota wetenschapsbeleid en de bewindslieden van O. en W. en L. en V. in de planningsnota hebben daartoe een aanzet gegeven.

Aangekondigd is dat de financiering van het onderzoek aan de Universiteiten en Hogescholen via de zgn. eerste geldstroom in de toekomst niet volledig gekoppeld zal blijven aan de onderwijsfinanciering. Hiertoe zal het onderzoekgeld in de eerste geldstroom verdeeld worden in drie compartimenten, waarbij de derde deelstroom wat betreft de toewijzingsprocedure overeenkomst zal vertonen met de huidige tweede geldstroom. Het feit dat onderzoek door deze regering als aparte parameter in het planningsgebeuren is geïntroduceerd moge voor U het bewijs zijn dat deze regering geen vertrouwen heeft in enerzijds een volledige financiële koppeling van onderzoek aan onderwijs, anderzijds niet gelooft in een sturing van het onderzoek door wat men "onafhankelijke" deskundigen heeft willen noemen.

Het is onze taak om gezamenlijk een doorzichtige struktuur op te bouwen met een verantwoordingsplicht voor zowel het onderzoek in de eerste als in de tweede geldstroom. Aan zo'n struktuur wordt met vertegenwoordigers van de onderzoekorganisaties op het ogenblik hard gewerkt.

Slagen wij er in zo'n struktuur gezamenlijk te ontwikkelen waardoor afwegingsprocessen evenwichtig kunnen verlopen, dan kan ook werkelijk verantwoording aan de

gemeenschap worden afgelegd en kunnen hieraan rechten worden ontleend voor het maatschappelijk zo belangrijke werk, dat het wetenschappelijk onderzoek is.

Mijnheer de Voorzitter, de tijd laat niet toe dat ik binnen dit algemene kader nog gedetailleerd inga op hetgeen dit dan voor de technische wetenschappen en inzonderheid voor de electrotechniek gaat betekenen.

Ik meen dat dit voor de goede verstaander ook nauwelijks nodig is.

Immers gegeven de relatief achterblijvende belangstelling van de jongeren voor een studie in de technische wetenschappen en gegeven de huidige verdeling van de middelen mag ervan worden uitgegaan dat de toegewezen middelen in deze sector van het onderwijs en onderzoek relatief zullen afnemen. Zonder een aktief en creatief beleid van de betrokkenen zou dit automatisch inhouden een vermindering van de geleverde bijdrage tot de maatschappelijke ontwikkeling.

Willen we dit voorkomen - en we moeten dat willen - dan zal juist ook in de technische sector meer dan voorheen de creativiteit mede dienen te worden gericht op dit probleem van doelmatigheid en organisatie. Bij de opening van dit nieuwe atelier spreek ik graag de hoop uit dat deze uitdaging, die de gemeenschap stelt, ook door de maatschappelijk zo belangrijke sector der Electrotechniek, van harte zal worden aanvaard.

Ik wens U hierbij alle succes. Dank U.

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

LSI IS MEER DAN LSI

Dr.Ir. K. Teer
Philips Natuurkundig Laboratorium
Eindhoven

This presentation deals with the phenomena of innovation in electronics. The key issue is that innovation in electronics is still a fast going process in which more and more disciplines are involved in a still tighter form of cooperation. The pushing power behind this is a matched combination of technological excellence and system ingenuity. Looking back over a period of five to ten years we realize how fast we improved in cell density, prize and dissipation. However, what is going on is much more than that electronics becomes smaller, cheaper and cooler. The increase in information processing power per square mm of silicon leads to an substantial increase in the sophistication of electronic functions for general use. The consequence is that a still wider circle of specialists are involved in the design of what traditionally is called "a component". This trend is haphazardly illustrated by describing the role of the electronic artist, the equipment designer, the system analysist, the specialist in organisation and the expert in cybernetics. It is meant to emphasize the authors thesis that LSI is a revolutionary development in electronics which brings former academic system abstractions to concrete realisation in small pieces of silicon.

INLEIDING

Dit is een verhaal over innovatie in de electronica en de voornaamste boodschap is dat de nieuwe mogelijkheden zich nog steeds in versneld tempo ontwikkelen geschraagd door een steeds bredere schare van disciplines in steeds geslotener gelederen. Onderdeel van die boodschap is dat de nieuwe electronische mogelijkheden ver uit gaan boven miniaturisering, minder energieverbruik en verlaging van prijs. De stuwende kracht in deze ontwikkeling is de combinatie van technologisch raffinement en systeem vernuft. De abstracte vondsten van de denker laten zich realiseren in concrete kunststukjes van de maker.

Als wij even terugblikken dan kunnen wij de afgelegde weg globaal indelen in drie trajekten nl. dat van de vijftiger jaren die in het teken van de transistor stonden, de zestiger jaren in het teken van het geïntegreerde circuit, en de zeventiger jaren in het teken van de "Large Scale Integration". Het is verleidelijk om nu over het komende verhaal heen te springen en te speculeren over de kreet voor de tachtiger jaren. Dat is een goed onderwerp voor een andere voordracht maar wat mij betreft mag u nu al wel kiezen tussen "VLSI" (very large scale integration), "integrated optics" of "cybernetic circuits".

Ik wil u nog eerst even imponeren met enkele getallen die de snelle veranderingen illustreren. Het zijn natuurlijk grove indicaties en we kunnen heel goed over een faktor twee twisten. Een veel besproken grootheid is uiteraard het aantal actieve elementen per chip of het aantal operationele eenheden per chip. In deze dia's geef ik u achtereenvolgens de afmetingen van de geheugencel, het aantal bits per chip en het aantal poorten per chip in de loop van de eerste helft van de zeventiger jaren.

Afmetingen geheugencel	1970	1976
Bipolair	5000 μm^2	600 μm^2
MOST	3500 μm^2	450 μm^2

Een verkleining van 1 op 8

Aantal bits per chip	1970	1976
Bipolair	256	4000
MOST	1000	16000

Een vergroting met een factor 16

Aantal gates per chip	1970	1976
Bipolair (I^2L)	150	1200
MOST	1000	8000

Een vergroting met een factor 8

U ziet veranderingen met een faktor 8 resp. 16 en weer 8. Zoiets zegt natuurlijk wel veel over het vermogen tot informatiebewerking per cm^2 silicium of per bouwsteen. Belangrijk is daarbij te weten wat het energieverbruik is en hoeveel geld dat kost. In de volgende dia is het energieverbruik per bit en het zogenaamde "power delay" produkt per gate aangegeven.

Energieverbruik per bit (in actieve toestand)	**1970**	**1976**
Bipolair statisch	2000 μw	500 μw
MOST dynamisch	200 μw	50 μw

Een verlaging met een factor 4 voor statisch

"Power delay" product per gate	**1970**	**1976**
Bipolair	20 pJ	0.5 pJ
MOST	100 pJ	2 pJ

Een vermindering met een factor 50

In de volgende dia leest u de prijs per bit en de prijs per poort af. Een faktor 10 in de eerste helft van de zeventiger jaren.

Prijs per bit	**1970**	**1976**
Bipolair	10 ¢	1 ¢
MOST	2 ¢	0.2 ¢
Prijs per gate		
Bipolair	20 ¢	2 ¢
MOST	1 ¢	0.1 ¢

Een verlaging met een factor 10

Vanzelfsprekend krijgen wij nog grotere getallen wanneer wij verder terugkijken bijvoorbeeld over de laatste 10 jaren. Wij kunnen dan de stormachtige ontwikkeling aanduiden door te zeggen:

- het aantal poorten per mm^2 steeg met een faktor 25.
- de poortprijs daalde met een faktor 100.
- de energiedissipatie althans het "power-delay" produkt per poort daalde met een faktor 200.

Er is nog een andere manier om onze verbazing over dit gebeuren in stand te houden, meer op begrippen dan op aantallen gericht, en dat is het dateren van een aantal termen uit ons vakjargon. Dat ziet u in de volgende dia.

Buried layer	1960	Pocketcalculator	1970
Integrated circuit	1963	Microprocessor	1970
MOS	1963	CCD	1970
Ionenimplantatie	1965	I^2L	1972
Stroomspiegel	1965	PROM	1973
RAM	1965		

INNOVATIE

Nu wij de snelle vooruitgang met getallen en vaktermen ons hebben ge re-realiseerd wil ik een nadere analyse toepassen op het innovatieproces dat daar achter staat. Vooral ook om ons nu wat af te zetten tegen het alleen maar spreken over kleiner, meer en goedkoper. Om er wat vat op te krijgen is het doelmatig om drie categoriën te onderscheiden.

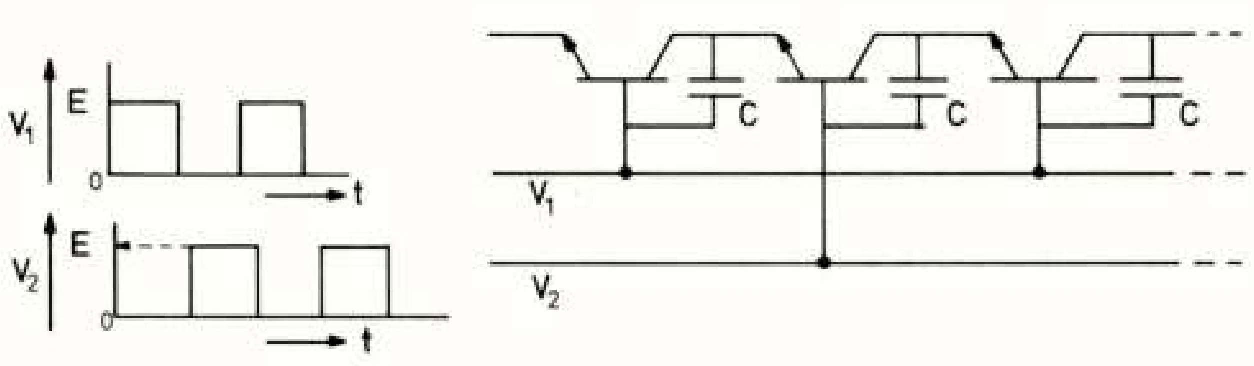
- een nieuw proces van materiaalbeheersing (planaire techniek, ionenimplantatie)
- een nieuw device (CCD, I^2L)
- een nieuwe vorm van informatiebewerking (digitaal filter, emmertjesgeheugen)

Ten eerste de innovatie van zuiver technologische aard, dus een nieuw proces van materiaalbeheersing. De planaire techniek is daar een voorbeeld van evenals de ionenimplantatie. In de tweede plaats dan de innovatie die een nieuw device voortbrengt dat op ongebruikelijke manier met stromen en spanningen omgaat. Voorbeelden daarvan zijn de transistor, het CCD en I^2L. Ten derde het geval waarbij een nieuwe procedure van signaalbewerking aan de orde is. Voorbeelden: het digitale filter en het emmertjesgeheugen. Bij deze indeling wordt de eerste categorie van innovatie door technologen uitgevoerd die daarbij maar eenvoudige informatie van hun electronische collega's van node hebben. In de derde categorie zijn de electronici aan het werk en kunnen uit de voeten met betrekkelijk conventionele verworvenheden van hun technologische collega's. In het eerste geval heeft de circuitbereider de circuitontwerper niet nodig

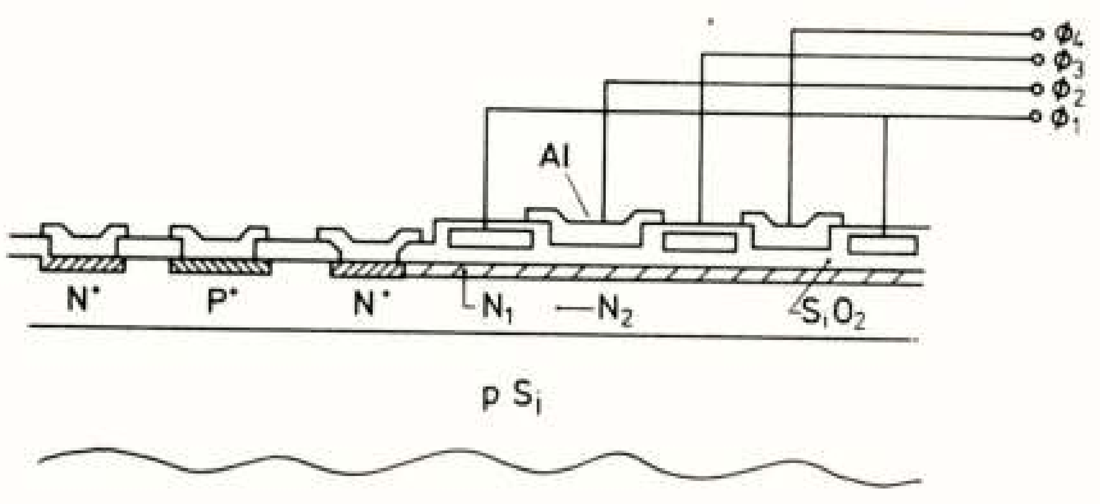
althans niet de pionier op dat gebied, in het laatste geval is het net omgekeerd.

De middelste categorie echter behoeft beide disciplines; hier zien wij de zeer interessante mogelijkheid van vernieuwingen die voortkomen uit een eendrachtig samengaan van de man die de gewenste funktie kan definiëren en de man die de verschijnselen beheerst. Ik wil het nog eens verduidelijken aan de hand van het Charge Coupled Device, waarbij ik even aanneem dat u allen weet wat dat voor een ding is.

Op een gegeven ogenblik komt de electronicus tot het besef dat een goed gedefinieerde signaalvertraging een zeer wezenlijke funktie in zijn signaalverwerking vormt. Hij probeert dit te realiseren met laddernetwerken, lopende golven in materialen of roterende mechanische toestanden maar krijgt de zaak daar letterlijk en figuurlijk niet klein mee. Dan komt hij op het idee om de IC techniek te hulp te roepen waarin de toepassing van zeer veel netwerkelementen niet zo'n bezwaar is al zijn er dan ook geen zelfinducties bij. Hij zoekt dus naar het meest eenvoudige proces om een signaal op te bergen en komt dan tot een serie capaciteiten met schakelaars ertussen. Dat is dit circuit, "het emmertjesgeheugen" dat hij daartoe heeft uitgevonden.



De physicus die ondertussen begrepen heeft van de electronicus dat zoiets belangrijk is en dat het op het verplaatsen van ladingen neerkomt duikt nog wat in zijn halfgeleiderconcepten en vindt dan na enig nadenken het CCD uit.



Er is uiteraard alles voor te zeggen als die twee figuren op deze weg van vindingrijkheid vanaf het begin tezamen gaan opdat de gebeurtenissen niet in serie maar parallel plaatsvinden.

<u>TOEPASSING</u>

Gaan wij na deze globale omschrijving nog wat nauwkeuriger kijken dan blijkt de combinatie technoloog - electronicus een te eenvoudige voorstelling van zaken. In de technologie moeten wij niet alleen spreken van technologen maar van chemici, halfgeleider-physici, optici, kern-physici, mechanici. Bij de andere partner de electronicus, treffen wij een nog veel bontere rij van figuren aan waarbij zich herhaaldelijk nieuwe disciplines aansluiten. Dat is ook niet verwonderlijk: naarmate het vermogen tot informatiebewerking per chip groter wordt komen steeds verder gelgen aspecten van de toepassing aan de orde bij het ontwerp van het LSI. Ik wil daar in het navolgende verder op ingaan en er wat je zou kunnen noemen "de hierarchie van de toepassing" in betrekken.

Er wordt nogal eens wat simpel geredeneerd over toepassing. Ik bedoel de tweedeling waarbij men een scheidslijn suggereert tussen laten wij zeggen het linker gebied waar de wetenschap ligt, het fundamentele, het spel, de cultuur en het rechter gebied, waar zich het efficiente, het economische, het bruikbare en het maatschappelijk goed of kwaad bevindt. In wezen is de zaak gestructureerder en is "toepassing" een aanduiding dat men een grens in een hierarchie passeert.

quantum-mechanica	theorie
↓	
fysica van de halfgeleiders	materiaal
↓	
transisitor	device
↓	
geintegreerd circuit	circuit
↓	
microprocessor	bouwblok
↓	
dialoog-televisie	apparatuur
↓	
leerproces	systeem
↓	
post-academiaal onderwijs	maatsch. functie

Laten wij zeggen dat Einstein en Bohr hun creatieve vermogens toepasten om de nodige formuleringen en moderne middelen in de physica te creëren. Deze algemene inzichten werden gebruikt bij het beschrijven van de physica van de halfgeleiders. Die kennis werd gebruikt bij de uitvinding van de transistor. De transistorwerking wordt toegepast in het ingeïntegreerde circuit. Het geïntegreerde circuit wordt toegepast in de microprocessor. De microprocessor wordt toegepast in het TV systeem dat interactief kan werken voor het opvragen van visuele gegevens. Dit systeem kan men toepassen in een leermethode en deze leermethode kan men toepassen in het post - academiaal onderwijs.
Iedere verworvenheid in die reeks vormt een knooppunt van waaruit men op verschillende wijze verder kan gaan. De theorieën van Einstein en Bohr kunnen ook gebruikt worden in plasma physica, de vaste stof physica is gebruikt bij de uitvinding van de LED. Het transistor concept leidt tot de thyristor. Het IC kan ook de vorm aannemen van een geheugen module. De microprocessor kan ook in een oscillograaf gebruikt worden. Dialoog TV kan ook in een electronische flipperkast zijn toegepast en genoemde leermethode kan ook gebruikt worder ter instructie van aankomende militairen in NATO-verband. Er zijn 7 keuzen gedaan en als we steeds drie mogelijkheden veronderstellen komen wij uiteindelijk bij rond 2500 maatschappelijk implicaties terecht. Het is attractief om daar verder op in te gaan maar dat was niet de afspraak en we moeten nu verder met de teneur van ons verhaal.

DISCIPLINES

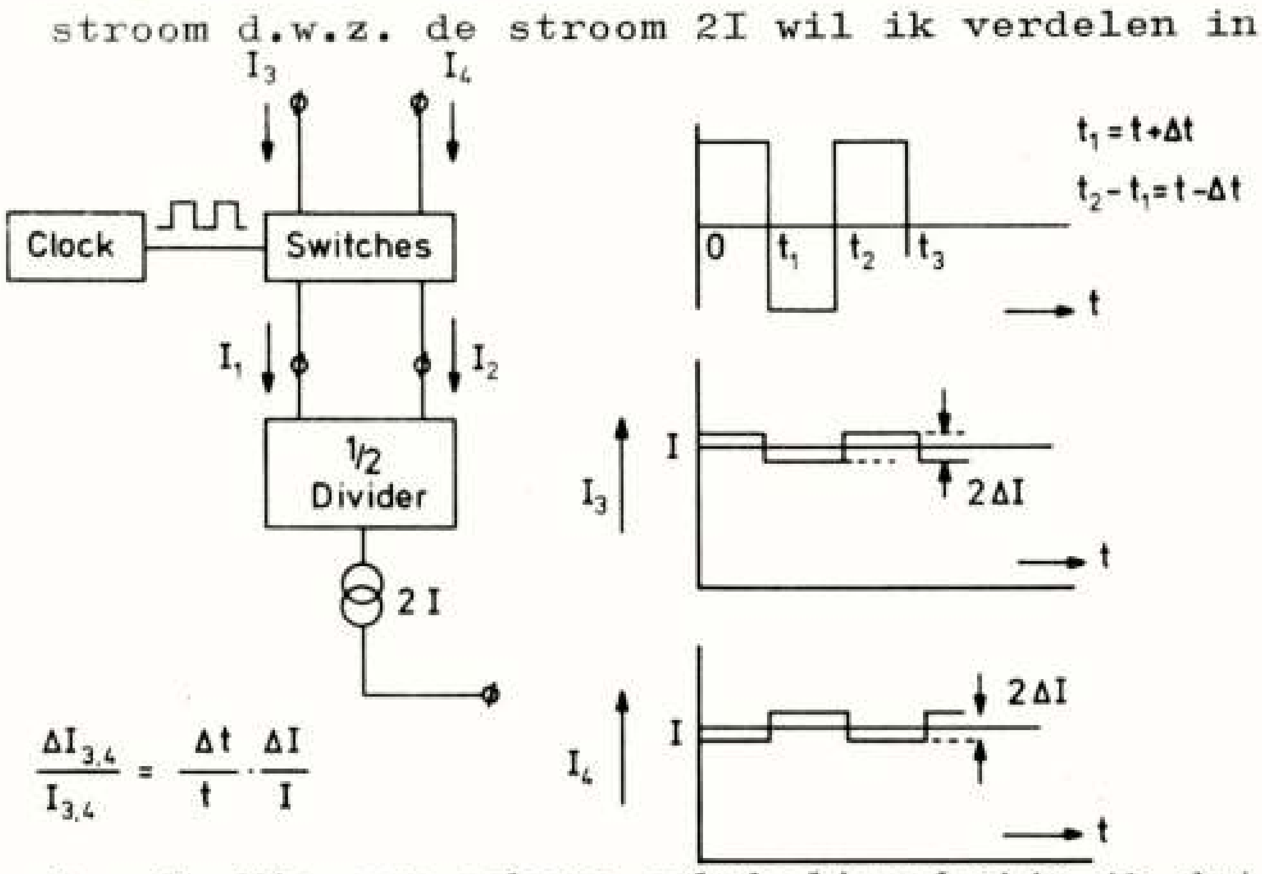
Lopen we door bovengenoemde "hierarchie van de toepassing" dan komen we achtereenvolgens tegen: de theorie, de physica, de materiaalbeheersing, het device, het circuit, het bouwblok, het apparaat, het systeem en de maatschappelijke funktie. De mensen die er bij horen representeren een rij van disciplines die allengs allen bij dat LSI betrokken worden en daarmee ben ik bij de centrale gedachte die ik hier wil lanceren: LSI is niet simpel het vertalen van een grote hoeveelheid electronica naar een klein, goedkoop en koel doosje. Het is het mogelijk maken van steeds vernuftiger electronische verrichtingen waarbij disciplines van een steeds hoger systeemniveau worden betrokken om hun deskundigheid en creativiteit aan de luttele cm^2 silicium toe te voegen.

Natuurlijk is er geen rechtlijnige beschrijving van dat proces. Uit ons voorbeeld komen enigszins ordelijk de apparatenbouwer, de systeemarchitect, de psycholoog en de onderwijsspecialist naar voren. Maar er zijn ook nog vele experts van andere en wat onverwachte zijde waarvan bijdragen gevraagd worden. In het volgende wil ik voor een betrekkelijk willekeurige keuze van "denkwerelden" de betrokkenheid met de mogelijkheden van LSI illustreren.

DE ELECTRONICUS

In de eerste plaats iets over de traditionele electronicus, de artist die met zijn speelse geest de goochel-trucs uithaalde van de IGO schakeling, de kathode volger, de reactantie buis, de cascode schakeling enz. Zijn mogelijkheden zijn in het tijdsgewricht van LSI minstens zo ruim als bij zijn voorvaders hoezeer de rechtlijnige digitale opmars ook afbreuk doet aan zijn populariteit. Nog altijd wil die electronicus preciezer werken b.v. om inkomende analoge signalen in een nog hogere graad van precisie te digitaliseren. Dat komt in wezen neer op het hanteren van een meetlat die in successie steeds weer in 2 gelijke delen is verdeeld. Dit betekent het realiseren van gelijkheden of mooie verhoudingen, het voorhanden hebben van nauwkeurige circuitelementen b.v. transistoren en weerstanden. De electronicus loopt daarbij tegen een zekere grens op die hij niet kan overschrijden anders dan door zijn collega-technoloog een beter bak- en braadproces te vragen. Maar met een geraffineerde truc waarin hij de hoeveelheid electronica uitbreidt kan hij ondanks onvoldoende gelijkheid toch voldoende nauwkeurigheid realiseren. Die truc

bestaat er uit om ongelijke elementen afwisselend in de ene of in de andere situatie te gebruiken voor 2 situaties die zoveel mogelijk gelijk moeten zijn.
Stel b.v. dat ik een stroom moet creëren die zo goed mogelijk de helft is van een andere stroom d.w.z. de stroom 2I wil ik verdelen in



2 x I. Via een zekere schakeling krijg ik dat ongeveer voor elkaar op een onnauwkeurigheid Δ na, dus $I_1 = I + \Delta$ en $I_2 = I - \Delta$.
Ik gebruik nu niet I_1 en I_2 maar I_3 en I_4 die via een schakelaar van I_1 en I_2 zijn afgeleid. Daarbij is I_3 afwisselend I_1 en I_2 en I_4 evenzo afwisselend I_2 en I_1.
De ongelijkheid van I_3 en I_4 is nu

$$\frac{I_{3,4}}{I_{3,4}} = \frac{\Delta t}{t} \cdot \frac{\Delta I}{I}$$

waarbij Δt de onnauwkeurigheid in de tijdsegmentering voorstelt.
Omdat $\frac{\Delta t}{t}$ beneden 0.1% kan worden gehouden en $\frac{\Delta I}{I}$ beneden 5% komt men op een nauwkeurigheid van 510^{-5} of beter.
De vindingrijkheid van het klassieke genus electronicus is dus nog even vitaal en heeft door de integratie techniek alleen nog maar meer faciliteiten gekregen om zich te ontplooien.

DE APPARATENBOUWER

Vervolgens wenden we de blik naar de apparatenbouwer. Hij bekommerde zich nooit zo zeer om technologie maar alleen om de verrichtingen van zijn apparaten en stelde in kloeke termen de specificatie op van bijvoorbeeld de apparatuur in de televisiestudio nodig voor het sturen van de camera's. Vervolgens bouwde hij die apparatuur via ordelijke schema's met onderdelen uit de catalagus in rekken aan de muur. Hij moest daarbij voor het opwekken van de juiste regel en synchronisatiesignalen een 20" inch rek volbouwen. Zijn zoon van nu echter zet dat allemaal op één of twee chips. Dat is dan 100.000 maal zo klein, 1000 maal zo goedkoop en 10.000 maal zo weinig energieverbruikend als wat zijn vader destijds ontwierp maar bovendien is de allure van dit "apparaat" tussen aanhalingstekens intens gewijzigd. Niet alleen kan nu moeiteloos bij elke kamera in de studio de tijdsklok ingebouwd worden maar bovendien is het mogelijk om daarmee video-recorders of TV-toestellen te voorzien. Zodoende wordt genereren van TV-beelden aanzienlijk vergemakkelijkt en wordt het bedrijven van visuele communicatie op geheel andere wijzen mogelijk.

DE SYSTEEMSPECIALIST

Na de electronicus en apparatenbouwer kijken we naar de systeemspecialist. Die man denkt in funkties b.v. in de spectrumbegrenzingen die in zijn systeem noodzakelijk zijn. Zijn vader noemde dat een filter en dacht aan π secties en de m afgeleide daarvan. Vandaag aan de dag is de redenering wat abstracter: die spectrumbegrenzing is een signaalbewerking die te beschrijven is als een convolutie integraal

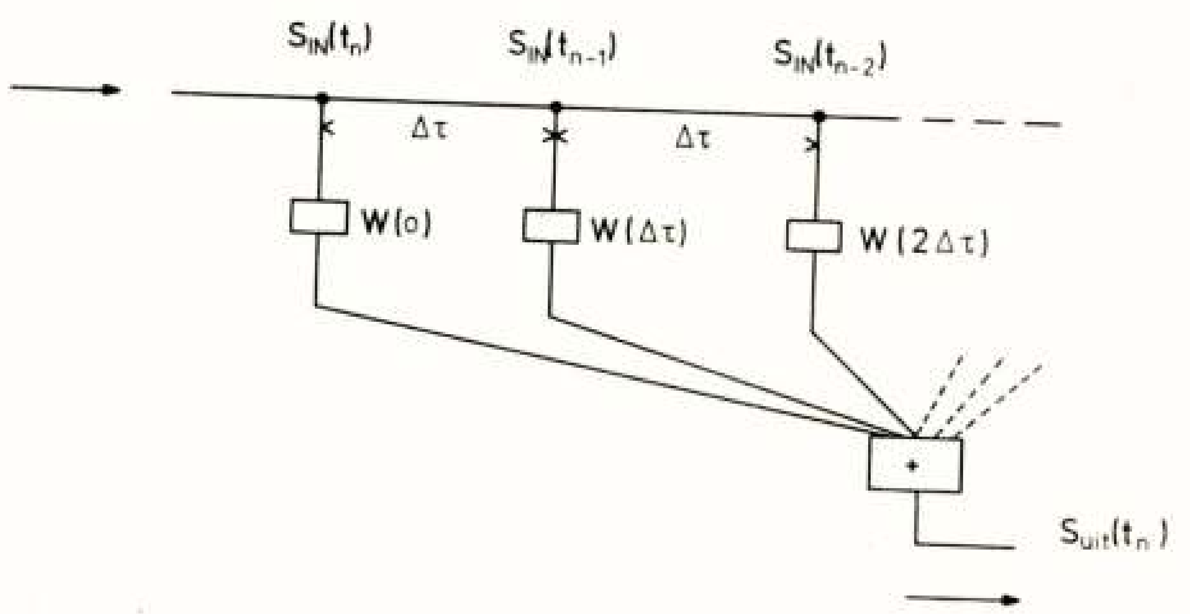
$$S_{uit}(t) = \int_{-\infty}^{t} S_{in}(\tau)\, w(t-\tau)\, d\tau$$

S_{uit} = uitgangssignaal
S_{in} = ingangssignaal
$w(t)$ = impulsresponsie

Die integraal is terug te brengen tot een sommatie van produkten waarin de ene faktor een signaalwaarde is en de andere een gewichtscoëfficiënt ontleend aan de impuls responsie

$$S_{uit}(t_n) = w(o)S_{in}(t_n) + w(\Delta\tau)S_{in}(t_{n-1}) + w(2\Delta\tau)S_{in}(t_{n-2}) \ldots$$

$$t_n = t_{n-1} + \Delta\tau$$



Voor het produceren van deze doorlopende getallenrij denkt de systeemspecialist al gauw aan een rekenmachine. Daartoe vertaalt hij de analogewaarden S en w in binaire getallen y, x en a.

$$S_{uit}(t_n) \rightarrow y(n), \quad S_{in}(t_n) \rightarrow x(n), \quad w(k\Delta\tau) \rightarrow a_k$$

$$y(n) = a_0x(n) + a_1x(n-1) + a_2x(n-2) + \ldots\ldots$$

Een AD convertor en een DA convertor completeren de zaak tot een "black box" waarvan niemand aan de buitenzijde merkt dat de voorvaderlijke secties vervangen zijn door een "dedicated computer" in LSI chips.
Men zou kunnen stellen dat dit nog geen uitbreiding van 's mans denkwereld is, hij heeft alleen de onderaannemer filterspecialist vervangen door de microrekenmachinebouwer om dezelfde funktie te realiseren. Er is echter meer want deze "black box" anno 1976 is als elk rekentuig te programmeren en kan dus van geval tot geval een andere gedaante aannemen. Dat kunt u zich statisch voorstellen bij aflevering maar ook dynamisch als een voortdurende aanpassing van de momentane situatie in het systeem volgens één of ander recept. Bovendien past deze "dedicated computer" een signaalbewerking toe die zoals we gezien hebben uit nog al wat vermenigvuldigingen bestaat. Vermenigvuldigen nu is van oudsher het kenmerk van de modulatiebewerking, zodat het voor de hand ligt deze bij de filterbewerking te betrekken. Er is met andere woorden voor de systeemontwerper een grotere graad van vrijheid om met zijn filter en zijn modulatie te manipuleren in de systeemopstelling.

DE REKENMEESTER

Het woord vermenigvuldigen brengt weer een andere specialist binnen onze aandacht en dat is de rekenmeester. Zo'n convolutie als hiervoor beschreven is doeltreffend maar toch altijd nog een vrij omstandige procedure.
En de vraag is steeds of men met de berekening van de waarde y(n) wel op tijd klaar is namelijk vóórdat nieuwe signaalwaarde x_{n+1} arriveert. Het kan ook zijn dat dit wel mogelijk is maar erg veel parallel werk eist. Dan komt een discipline aan het woord die voordien zijn deelname aan het praktische leven alleen in de lagere school vond: de man van de handige rekenmethode, de man die je er op wijst dat er snellere methoden bestaan om te weten of iets deelbaar is door 9 dan het domweg uit te proberen. Een voorbeeld van zijn bemoeienis is het volgende:
Stel dat ik voor de numerieke convolutie zou moeten uitrekenen

$$y(n) = a_0x(n) + a_1x(n-1) + a_2x(n-2)$$

waarbij a en x woorden van k bits zijn, x de signaal samples en a de filter coëfficiënten. Daartoe zijn 3 vermenigvuldigers en één accumulator nodig. Vermenigvuldigers zijn duur en langzaam. Ik kan echter de vergelijking ombouwen in k berekeningen voor de k bit posities dus

$$\begin{aligned} y(n) = & \left[a_0x_1(n) + a_1x_1(n-1) + a_2x_1(n-2)\right] \cdot 2^0 \\ & + \left[a_0x_2(n) + a_1x_2(n-1) + a_2x_2(n-2)\right] \cdot 2^1 \\ & \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ & + \left[a_0x_k(n) + a_1x_k(n-1) + a_2x_k(n-2)\right] \; 2^k \end{aligned}$$

Eén zo'n term tussen grote haken kan slechts 8 waarden aannemen want a_o en a_1 en a_2 zijn constanten en de x-waarden zijn nul of één. De truc die nu toegepast kan worden om de werkmethode te vergemakkelijken is de uitkomsten voor elke regel als een soort tafel van vermenigvuldiging in "read only" informatie opslaan. Die tafel is dus op 8 verschillende manieren aan te roepen, ieder met een eigen antwoord. Dat antwoord vraag ik op, ik verschuif het over zoveel bit posities als overeenkomt met de rangorde van de term, noteer de "carry" doe dit voor alle termen en hoef dan nog maar één eenvoudige optelling te verrichten. Zijn het geen 3 filtercoëfficiënten maar b.v. 10 dan worden de ROM geheugens wel erg groot want ik heb dan uiteraard 1024 antwoorden per term. Het heeft dan zin om de ROM geheugens op te splitsen in 2 of meer delen en bijv. per bit positie de eerste vijf en de tweede vijf termen afzonderlijk op bovenstaande manier te behandelen dus via twee ROM's met ieder 32 geheugenplaatsen en vervolgens nog een optelling te plegen.
Dit voorbeeld heeft geen appèl gedaan op de uiterste virtuositeit van de rekenmeester maar ik verzeker u dat bij ingewikkelder gevallen de manipulatie met getallencombinaties verrrassende vereenvoudigingen kunnen opleveren wanneer ze toevertrouwd zijn aan de inventieve geest van de getallen systematicus.

DE ORGANISATIEDESKUNDIGE

Hoe slim de trucs van de rekenmeester ook

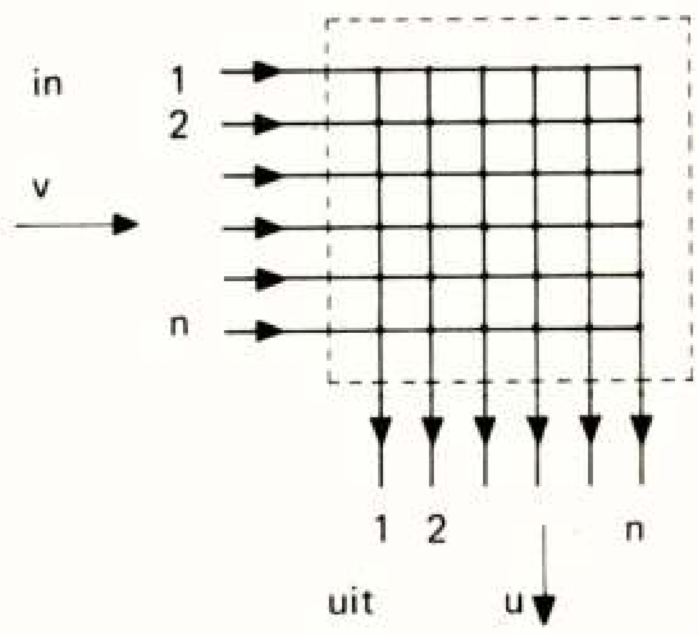
zijn, als er heel veel gerekend moet worden zal er toch meer aan te pas moeten komen dan alleen zijn kunstgrepen. Dan zal er over taakverdeling moeten worden gesproken bij de verschillende bewerkingen, dan zal er op de volgorde van de rekenpartijen moeten worden toegezien en aandacht worden besteed aan de controle van de werkzaamheden. Ik kan ook kort zeggen: het is opvallend hoeveel thema's en problemen van de organisatiedeskundige voor menselijke gemeenschappen opduiken in multiprocessor constructies. Door de mogelijkheid om "dedicated microcomputers" te bouwen ter plaatse van het probleem, en vooral in de "real-time" verwerking, zal deze problematiek aanzienlijk meer ontwerpers gaan beroeren dan bij de conceptie van de traditionele centrale computers. De ordening die nodig is doet vragen rijzen als: wie is de baas van wie, wat eerst wat later, wie doet wat, van de basis naar de top of van de top naar de basis. Ze schijnen zo uit de samenleving te zijn gegrepen maar hier slaan ze op de rangschikking en de commandolijnen van microprocessoren, ROMs etc.

Ik kan, u waarschijnlijk bekende, termen opvoeren die deze relatie nog nader illustreren zoals: artificial intelligence
- distributed intelligence
- user friendly
- smart instrument
- failure tolerant
- graceful degradation
- handshaking procedures
- individual starvation.

De organisatiedeskundige die in begrippen van operations research kan werken met "queueing", "top down "and "bottom up approach" met "first in last out", met "span of control" zal bijdragen kunnen leveren in deze levenloze organisatie. Er is daarnaast zeker ook de mogelijkheid dat hij voor zijn oorspronkelijke probleem lering uit deze organisatie kan trekken want het zou niet de eerste keer zijn dat het technisch concept als denkmodel bijdraagt tot inzicht in de problematiek van de levende wereld.

DE CYBERNETICUS

Er blijft natuurlijk altijd een groot verschil tussen bemoeienis met de levende wereld en de bemoeienis met de technische concepties. De organisatiedeskundige evenals de medicus wordt geconfronteerd met systemen die een sterke autonome recuperende of althans zelforganiserende spirit in zich hebben terwijl alle technische creaties hoogstens blijven wat ze van de beginne waren, maar meestal monotoon vervallen. Met het complexer worden van de technische systemen wordt de vraag wat precies met die scheidingslijn bedoeld wordt toch wel pregnanter. Kunnen wij ons voorstellen dat die grens verschuift of vervaagt? Kunnen wij van de gedetermineerde technische creaties overgaan naar technische objecten die een stukje zelfwerkzaamheid in zich dragen? Ik wil u confronteren met de volgende situatie.



$$u_i(1) = \sum_{j=1}^{n} T_{ij} V_j(1)$$

$$\delta T_{ij} = \eta u_i(1) v_j(1)$$

Er is een kastje met n ingangen en n uitgangen. Op een zeker moment bied ik n signaalwaarden op de ingang aan en noem dat samenstel v(1). Er verschijnt een uitgangssignaal u(1) en het is zo in dat kastje dat elke uitgangswaarden u_i een linaire combinatie is van alle ingangswaarden volgens:

$$u_i(1) = \sum_{j=1} T_{ij} v_j(1)$$

Nu heeft het kastje verder eigenschap dat wanneer ik v(1) wegneem er bij volgend gebruik iets veranderd is aan de coëfficiënten T_{ij}. Ze zijn wat versteld en wel evenredig met zowel de ingangswaarde als de uitgangswaarde die op het knooppunt aanwezig was.

$$\delta T_{ij} = u_i(1) v_j(1)$$

Even later wordt er weer een ingangssignaal aangeboden v(2) dat ongecorreleerd is met v(1), je kan ook zeggen er orthogaal opstaat, je kunt ook zeggen

$$\sum_{j=1}^{n} v_j(1) v_j(2) = 0$$

Vraag: wat is nu het uitgangssignaal?

$$u_i(2) = \sum_{j=1}^{n} (T_{ij} + \delta T_{ij})\, v_j(2)$$

$$= \sum_{j=1}^{n} T_{ij}\, v_j(2) + \sum_{j=1}^{n} \eta u_i(1) v_j(1) v_j(2)$$

$$= \text{idem} \qquad + \eta u_i(1) \sum_{j=1}^{n} v_j(1) v_j(2)$$

$$u_i(2) = \sum_{j=1}^{n} T_{ij}\, v_j(2) + 0$$

Antwoord: het uitgangssignaal is niet gehinderd door het verstellen der coëfficiënten want het is gelijk aan dat wat zou zijn opgetreden als u(1) er niet van te voren geweest was.

Tweede vraag: wat zou er gebeurd zijn als ik de tweede keer weer v(1) had aangeboden? In dat geval had ik verkregen:

$$u_i(2) = \sum_{j=1}^{n} T_{ij} v_j(1) + \sum_{j=1}^{n} \eta u_i(1) v_j(1) v_j(1)$$

$$+ \eta u_i(1) \sum_{j=1}^{n} v_j(1) v_j(1)$$

De som $\sum_{j=1}^{n} v_j(1) v_j(1)$ is een autocorrelatie die natuurlijk niet 0 maar een zekere genormeerde waarde α heeft.

Dus is $u_i(2) = u_i(1) + \eta\alpha\, u_i(1)$

$= (1 + \eta\alpha)\, u_i(1)$

Blijkbaar heeft ook nu de verstelling de zaak in zoverre onberoerd gelaten dat alleen de sterkte van het uitgangssignaal veranderd is nl. met een faktor $(1 + \eta\alpha)$.

Uiteraard kan dit verhaal worden voortgezet wanneer een lange rij van signaalpresentaties elkaar opvolgen. Dat mondt uit in de volgende conclusie:

Wanneer uit een verzameling ongecorreleerde signalen successievelijk exemplaren aan de ingang worden aangeboden dan reageert het kastje eenduidig bij elke signaalaanbieding echter met een versterkingsfaktor die groter is naarmate die signaalvorm het kastje bekender is. U ziet dat een zekere vorm van zelforganisatie onder invloed van de gebeurtenissen wel mogelijk is.

Wat is nu de relatie met LSI? Praktische toepassingen van zo'n apparaat komen aan de orde als ik n minstens 100 kan maken. Dat betekent dan dat er 10.000 kruispunten nodig zijn zeg maar 10.000 potentiometers die spanningsgeregeld moeten kunnen worden. Met de mogelijkheid van LSI durft men - en meer dan durven zeg ik voorlopig niet - aan electronische realisaties van zo'n opzet te gaan denken.

BESLUIT

Zelfs in het LSI tijdperk kan echter het aantal benodigde "gates" en geheugencellen ons toch te machtig worden. Daarom is het zeker wel zinnig om met behoud van de numerieke werkwijze te onderzoeken of niet veel meer niveau's dan twee kunnen worden toegepast om ruimte en aantallen te beperken. Daarmee zetten wij dan schreden in een richting die terugleidt naar de analoge uitvoering en wij richten dus het oog weer op de eerste figuur die wij ten tonele voerden, de electronische virtuoos. Als u de precisietechniek bestudeert waarmee door hem stromen en spanningen in de hand worden gehouden dan bent u er na aan toe deze lieden eens te vragen naar een tien-of honderdtallig stelsel ter verwerkelijking van vorenstaand wonderkastje. Dat is dan misschien een goed slot voor het verhaal: via nieuwe vergezichten en participatie van vreemde experts tenslotte weer terug bij het begin. Naar ik hoop verrijkt met de gedachte dat "Large Scale Integration" meer is dan vermindering van omvang en prijs.

Het is een revolutionaire ontwikkeling waarbij systeem abstracties, academische bespiegelingen, luchtkastelen en science fiction nog al plotseling verhuizen van studeerkamer en studieboek naar kleine stukjes silicium.

NASCHRIFT

Dit verhaal kon alleen maar gecomponeerd worden op basis van de pluriforme kennis en kunde van een grote laboratoriumgemeenschap. Speciale inbreng hadden de heren Van Gerwen, Greebe, Peek, De Troye en Van Westreenen.

LITERATUUR

T.A.C.M. Claasen, W.F.G. Mecklenbräuker and J.B.H. Peek, "Some consideration on the implementation of digital systems for signal processing", Philips Res. Reports 30, pp. 73-84, 1975.

Chr. von der Malsburg: Self-Organisation of Orientation Sensitive Cells in the Striate Cortex., Kybernetik 14, 85-100, 1973.

R.J. van de Plassche, Dynamic element matching for high-accuracy monolithic D/A converters, ISSCC Digest of Technical papers, p. 148-149, February 1976.

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

DE I.C. EN HET UNIVERSITAIR ONDERWIJS

Prof. dr. ir. Roger Van Overstraeten
Departement Elektrotechniek
Afdeling : Elektronica, Systemen,
Automatisatie en Technologie (E.S.A.T.)
Katholieke Universiteit Leuven
Kard. Mercierlaan, 94 - 3030 Heverlee, Belgium

Door de snelle evolutie van de geïntegreerde schakelingen hebben zij een grote invloed op het universitair onderwijs van de elektronica. Bij het inrichten van speciale kursussen moet rekening gehouden worden enerzijds met de doelstellingen van het universitair onderwijs en de eisen gesteld door de industrie, en anderzijds met de beperkte mogelijkheden om aan een Universiteit nieuwe kursussen in te voeren.

Bij wijze van voorbeeld wordt het I.C. onderwijs in het studieprogramma aan de K.U.Leuven uitvoerig toegelicht en gemotiveerd. Het tweede-, derde- en vierde cyclus onderwijs wordt behandeld.

De invloed van het bestaan van I.C.'s op het systeemonderwijs wordt bestudeerd. De noodzaak van derde- en vierde cyclus onderwijs wordt aangetoond.

1. INLEIDING.

Geïntegreerde schakelingen kennen een snelle evolutie. Technologieën die vroeger ekonomisch onverantwoord waren, worden het nu wel (voorbeelden zijn : ionenimplantatie, ingewikkelde metallisatieprocessen, elektronenlithografie). Nieuwe I.C. technologieën en nieuwe I.C. strukturen worden ontwikkeld (voorbeelden zijn : ladingsgekoppelde komponenten of C.C.D.'s, injektielogika of I^2L). Tegelijkertijd worden I.C.'s komplexer en sneller. Meer universele I.C.'s (vb. microprocessoren) worden ontwikkeld. Anderzijds stijgt het aantal I.C.'s voor speciale toepassingen. Dit alles heeft tot gevolg dat het toepassingsgebied snel uitbreidt. Niettegenstaande de ingewikkelde technologie zullen middelgrote elektronische bedrijven in de toekomst verplicht zijn eveneens I.C.'s te ontwikkelen.

Het kan dus niet anders dan dat ons universitair onderwijs deze evolutie moet volgen. Men moet zich echter de vraag stellen of ons universitair onderwijs daartoe in staat is ?

Wij zullen trachten hierop een antwoord te geven. Wij zullen ons in hoofdzaak beperken tot het tweede cyclus onderwijs (leidend tot het ingenieursdiploma of tot een Master of Science diploma). In het kort zullen wij eveneens het derde cyclus onderwijs (doctoraatsopleiding) en het vierde cyclus onderwijs bespreken. In plaats van dit onderwerp in gans zijn algemeenheid te behandelen, heb ik er de voorkeur aan gegeven vooral te bespreken hoe het I.C. onderwijs in Leuven georganiseerd is, en vooral de motieven aan te geven die ons geleid hebben tot deze organisatie. Gezien de verschillen tussen Nederland en België vrij gering zijn, doet deze pragmatische aanpak weinig afbreuk aan de algemeenheid.

Een antwoord op de vraag hoe de Universitaire opleiding de I.C. evolutie kan en moet volgen is moeilijk omdat moet rekening worden gehouden met diverse faktoren :

a- Doelstellingen van het onderwijs.

Het doel van onze ingenieursopleiding is de studenten voor te bereiden op een loopbaan in de industrie. Enerzijds is onze industrie verschillend van land tot land, en anderzijds moeten wij op dit ogenblik beslist in E.E.G.-verband denken.

- in België bestaat de elektronische industrie uit :
  - enkele multinationale ondernemingen, die weinig of geen onderzoek verrichten, doch soms wat ontwikkelingswerk doen. Al deze ondernemingen hebben gespecialiseerde I.C. bedrijven als zusterfirma's buiten België
  - enkele kleine en/of middelgrote Belgische bedrijven, die te klein zijn voor eigen onderzoek en hun I.C.'s kopen.
- Een groot aantal elektronica ingenieurs in België wordt tewerkgesteld in de Scheikundige en Metaalkundige nijverheid, in de Openbare Besturen (Radio- en T.V.-omroep, Post Telegraaf en Telefoon, Ministeries).

Alhoewel er in andere landen dikwijls wel I.C. fabrikanten zijn, nemen deze doorgaans toch slechts een klein aantal ingenieurs af, zodat de situatie in België als vrij representatief mag aanzien worden.

Het is dus zeer moeilijk hieruit af te leiden wat de specifieke noden zijn. Toch kunnen hieruit m.i. volgende besluiten getrokken worden :

- de ingenieurs moeten een brede algemene vorming hebben. Een basisopleiding in Metaalkunde, Industriële Scheikunde, Bouwkunde, Ekonomie en Recht, verhoogt hun kansen op integreerbaarheid in de maatschappij.
- zij moeten een algemene vorming hebben in de specialiteit. Deze algemene specialiteitsvorming moet toelaten : - de nieuwe ontwikkelingen op elektronika gebied te volgen

  - in staat te zijn te weten wat er op de markt is op gebied van komponenten en C.A.D. technieken.

  De ingenieurs moeten in staat zijn de intrinsieke voordelen van de verschillende komponenten en van de verschillende technieken tegenover mekaar af te wegen (vb. snelheid, betrouwbaarheid, ruis, ...).

  Deze algemene vorming in de specialiteit vereist een grondige basiskennis op gebied van wiskunde, fysika en scheikunde. Verder vereist deze enkele specialisatievakken, die de basiskennis gebruiken en tevens een parate kennis geven in de specialiteit.

b- Wie beslist over het studieprogramma aan de Universiteit ?

Het antwoord op deze vraag houdt verband met de struktuur van de Universiteit. Als voorbeeld neem ik de K.U.Leuven. Onze universiteit is onderverdeeld in Fakulteiten. De dagelijkse leiding van de fakulteiten (dus ook deze van de Fakulteit Toegepaste Wetenschappen = Ingenieursfakulteit) berust bij een Dekaan.
Het beleid van de Fakulteiten wordt bepaald door de Fakulteitsraad en het Bureau van de Fakulteit. De Fakulteitsraden zijn beleidsorganen op gebied van onderwijs en onderzoek.
Op gebied van onderzoek is de Fakulteit onderverdeeld in departementen (vb. Departement Elektrotechniek) en op gebied van onderwijs in Permanente Onderwijs Commissies (vb. P.O.C. Elektrotechniek). De P.O.C. adviseert de Fakulteit voor onderwijsproblemen en in het bijzonder voor het studieprogramma. Een specialiteits P.O.C. is samengesteld uit leden Akademisch Personeel van het departement en van andere departementen, uit leden Wetenschappelijk Personeel en uit studenten van de specialiteit.
Deze samenstelling zorgt er voor, dat :

- persoonlijke belangen uitgeschakeld worden
- de specialisatie niet te groot wordt.

De uiteindelijke beslissing wordt genomen door de Akademische Raad, op advies van de Fakulteitsraad. Deze organen waken er op dat :

- het programma van de studenten niet verzwaard wordt
- er geen financiële implikaties zijn bij een programma wijziging.

Rekening houdende met het feit dat elk full time lid Akademisch Personeel een minimum van 6 uren (colleges, laboratoria, oefeningen) belasting moet hebben, betekent dit alles dat de bewegingsmarge in verband met programma aanpassingen zeer klein is. Nieuwigheden kunnen in het programma komen door :

- verandering van de inhoud van bestaande kursussen
- laten wegvallen van een bestaande kursus, en vervangen door een nieuwe
- verschuiving van een kursus van één studiejaar naar een ander, en aanpassing van de inhoud.

De P.O.C. heeft tot taak het studieprogramma permanent te evalueren en de kursussen te koördineren.
Als besluit van deze inleiding kunnen we stellen dat :

a- gezien de verscheidenheid van de industrie, de vraag naar een specifieke opleiding onduidelijk is. Hieruit volgt ook dat het de taak van de Universiteitsprofessoren moet zijn de studieprogramma's samen te stellen.

b- De samenstelling van een programma is moeilijk en moet geleidelijk gebeuren. Een studieprogramma kan moeilijk de snelle evolutie van een wetenschapstak, als deze van I.C.'s, op de voet volgen. Hieruit volgt terug dat het doceren van de basiskennis zeer belangrijk is.
De enkele specialiteitskursussen moeten gedoceerd worden door specialisten, die regelmatig de accenten verleggen zodat binnen een bepaalde toegemeten tijd, de meegedeelde kennis beantwoordt aan de verwachtingen.

2. STUDIEPROGRAMMA VAN DE K.U.LEUVEN.

De ingenieursstudie loopt over 5 jaren : twee jaar zijn voorzien voor het behalen van het diploma van kandidaat, en drie voor het behalen van het diploma burgerlijk ingenieur.

Uitzondering makende voor de richting architektuur, is de stof van de kandidaatsjaren dezelfde voor alle richtingen. Ze omvat algemeen wetenschappelijke en wiskundige vakken (deze van de kandidatuur architektuur omvat tevens verscheidene vakken met kunstzinnege en humane inslag).

In de ingenieursjaren (3de, 4de en 5de jaar) gaat elke richting haar eigen weg. Tijdens de laatste 3 jaren zijn de vakken meer specifiek op de gekozen specialiteit afgestuurd; toch komen er vakken voor die de humane, sociologische, ekonomische en juridische vorming van de ingenieur op het oog hebben.

a- Kandidaatstudies.

De studie van kandidaat burgerlijk ingenieur loopt over 2 jaren. Het doel van de kandidatuur is een brede algemene wetenschappelijke vorming te verschaffen. De vakken wiskunde, natuurkunde en scheikunde treden daarbij op de voorgrond.

Daar de student tijdens de eerste jaren van zijn verblijf aan de Universiteit méér dan later behoefte heeft aan oefening en leiding, worden talrijke herhalings- en oefenzittingen in het programma voorzien. De student kan bovendien voor hulp van gelijk welke aard bij de studies beroep doen op de diensten van het Kandidatuurcentrum dat o.a. ook instaat voor de studiebegeleiding.

Samengevat ziet het programma voor de 2 kandidaatsjaren er als volgt uit :

- Wiskunde (differentiaal rekenen, numerieke wiskunde, waarschijnlijkheidsrekenen, programmatie, algebra, analytische meetkunde) : 20 semesteruren + 144 uren oefeningen.
- Grafische werken : 118 uren oefeningen.
- Scheikunde (organische, anorganische), fysische scheikunde : 9 semesteruren + 76 uren oefeningen.
- Natuurkunde (analytische mechanica, thermodynamica, materialenkunde, klassieke natuurkunde, kwantummechanica) : 24,5 s.u. + 148 uren oefeningen.
- Wijsgerige vakken : 2 semesteruren.

b- Derde, vierde en vijfde jaar (specialiteit Elektrotechniek).

Het programma, richting Elektrotechniek affirmeert de fundamentele eenheid van de benaderingswijze van elk elektrotechnisch probleem. Na de zeer brede algemene wiskundige en fysische vorming in de kandidaturen, krijgt de student gedurende de eerste 3 semesters van de technische jaren een grondige en algemeen technische vorming, zowel elektrotechnisch als niet elektrotechnisch. Hierbij staan voor de algemene opleiding in de elektrotechniek de volgende 5 basisdisciplines centraal :

- algemene elektrotechniek
- theorie van het elektromagnetisme
- netwerk en systeemanalyse
- fysica en elektronica van de halfgeleiders
- elektromechanische energievorming.

Na dit algemene gedeelte van zijn opleiding gaat de student tijdens de laatste 3 semesters van de technische jaren een beperkte specialisatie tegemoet. In de helft van het tweede technische jaar maakt de student een keuze tussen de richting elektrische energie of elektronica.

De optie elektronica geeft aan de student in een eerste stadium een grondige opleiding in de elektronica en laat dan de keuze tussen drie verdere richtingen :

- telecommunicatie
- regeltechniek
- basiselektronica

Tenslotte maakt voor alle studenten een eindwerk een interessante faktor uit voor de deelname aan het onderzoekswerk van een der drie afdelingen :

- Vermogen en Industriële Toepassingen
- Microgolven en Lasers
- Elektronica, Systemen, Automatisatie en Technologie.

Konkreet ziet het programma van de specialisatiejaren er als volgt uit :

a- Derde jaar.

- Algemene vakken (Thermodynamica, Warmteoverdracht, Vloeistoffenmechanica, Grafische werken, Veerkracht en Sterkteleer, Fysische metaalkunde, Kinematica en Werktuigendynamica, Beschrijving en Bouw der werktuigen, Mechanische Technologie) : 13 s.u. + 103 uren oefeningen en laboratoria.
- Elektrotechnische vakken
  - Elektrotechniek : 1.5 s.u. + 25u. oef. + labo

- Signalen en Ketens : 2 s.u. + 15 u. oef.
- Netwerkanalyse : 2 u. + 15 u.
- Theorie elektromagnetisme : 2 u. + 15 u.
- Elektronische Komponenten : 1.5 u. + 30 u.
- Fysische Vaste Toestand : 3 u. + 15 u.
- Complexe Funktieleer : 1 u. + 10 u.

13 s.u. + 125 u. oef. + labo.

b- Vierde jaar.

- Algemene vakken (weerstand van materialen en stabiliteit der bouwwerken, Beschrijving en Bouw der werktuigen, Mechanische eigenschappen van metalen en kwaliteitskontrole, Industriële Scheikunde, Nijverheidsekonomie, Psychologische en sociale aspekten van de bedrijfsleiding, Plichtenleer van de ingenieur): 10.5 s.u. + 20 uren oef. + labo.
- Elektronische vakken
  - Elektrische machines 2.5 u. + 26 u.
  - Elektrische metingen 2 u. + 30 u.
  - Schakel en Regeltechniek I 3 u. + 37.5 u.
  - Elektronica I 3 u. + 30 u.
  - Informatieoverdracht 1 u. + 10 u.

11.5 s.u. + 133.5 uren oef. + labo

- Optie Elektronica
  - Techniek van de bouwstenen en van geïntegreerde schakelingen 2.5 u.+ 30 u.
  - Rekentechnieken in verband met het ontwerpen van elektrische netwerken 1.5 u. + 10 u.
  - Elektronische Metingen 1.5 u. + 15 u.

5.5 u. + 188 uren oef. + labo

c- Vijfde jaar.

- Algemene Vakken (Technologie en algemene bouwwijzen, Industriële Scheikunde, Beschrijving en Bouw der werktuigen, Algemene Metallurgie en Siderurgie, Godsdienstwetenschappen, Nijverheidsrecht, Spoorwegexploitatie) : 9 s.u. + 7.5 uren oef. + labo.
- Elektronica
  - Toepassingen Elektrotechniek 1.5 u.
  - Elektronica II 1 u. + 10 u.
  - 3 keuzemogelijkheden

c.1. Telecommunicatie.

- Communicatieteorie met statische communicatieteorie 1.5 u. + 15 u.
- Omroeptoepassingen 1 u.
- Telegrafie en Telefonie 1 u.
- Antennes en Propagatie 2 u. + 20 u.
- H.F. en Z.H.F. technieken en metingen 3 u. + 45 u.
- digitale datatransmissie 2 u. + 15 u.
- lasers en toepassingen 2 u. + 15 u.

c.2. Regeltechniek.

- Digitale Elektronica 3 u. + 37.5 u.
- Digitale geïntegreerde schakelingen 2 u. + 10 u.
- Regeltechniek en Niet-lineaire regelsystemen 3 u. + 37.5 u.
- Bouwstenen der regeltechniek 1 u. + 12.5 u.
- Analoge en Hybriede rekenmachines 1.5 u.+ 15 u.
- Numerieke ontwerptechnieken 1.5 u. + 15 u.

c.3. Basiselektronica.

- Digitale Elektronica 3 u. + 37.5 u.
- Digitale Geïntegreerde Schakelingen 2 u. + 25 u.
- Analoge Geïntegreerde Schakelingen 1 u. + 25 u.
- Numerieke ontwerptechnieken voor elektron. schakelingen 1.5 u. + 15u.
- Recente ontwikkelingen op halfgeleidergebied 1.5 u.
- Digitale datatransmissie 2 u. + 15 u.
- Analoge en Hybriede Rekenmachines 1.5 u. + 15 u.

Opmerkingen.

- Voor ieder keuzepakket worden tevens 30 uren seminaries als Capita Selekta ingericht.
- Voor ieder keuzepakket kunnen ook, in overleg met de leider van het eindwerk, en mits goedkeuring van het departement andere colleges dan de vermelde keuzevakken gekozen worden.
- Het eindwerk, onder leiding van een promotor, is doorgaans volledig ingeschakeld in het onderzoekswerk van de afdeling. Dit afstudeerwerk is een belangrijk onderdeel van het laatste studiejaar. Het laat de professoren toe de geschiktheid van de studenten op gebied van onderzoek te evalueren. Het draagt ook bij tot de verdere specialisatie van de student.

3. TOELICHTING BIJ ENKELE KURSUSSEN DIE BELANGRIJK ZIJN VOOR HET I.C. ONDERWIJS.

3.1. Fysica van de Vaste Toestand.

Het is een fundamentele, diepgaande kursus, gedoceerd aan alle studenten Elektriciteit. Hij is gebaseerd op de kwantummechanica. De vaste stof fysica wordt hier beschouwd als de leer van de materie, waarop alle nieuwe ontwikkelingen op gebied van elektronische komponenten gebaseerd is.

De inhoud omvat :

- herhaling van kristallografie
- de statistieken en begrippen uit de statistische thermodynamica (introduktie van de begrippen chemische, elektrochemische en elektrostatische potentiaal)
- bandentheorie van de vaste stoffen (Bloch theorema, Kronig Penney model, Sommerfeld model, onderscheid tussen isolatoren, halfgeleiders en metalen, begrip effektieve massa van elektronen en gaten, bepaling van de elektrochemische potentiaal, studie van een p-n overgang in evenwicht)
- roostertrillingen (semiklassieke afleiding, akoestische en optische fononen, berekening van de soortelijke warmte volgens de klassieke theorie, de theorie van Einstein en van Debye)
- niet evenwichtsverschijnselen
  - oplossing Boltzman Transportvergelijking, invoeren van de relaxatietijd
  - studie van transportverschijnselen (onder invloed van elektrisch veld, magnetisch veld en thermische gradienten, dus ook de studie van de beweeglijkheid, de diffusiekonstante, ...)
  - invoeren van het begrip kwasi Ferminiveau
  - invoeren van het begrip rekombinatie en berekening van de levensduur (direkte Auger en radiatieve rekombinatie, indirekte rekombinatie door een rekombinatiecentrum)
  - afleiding van de basisvergelijkingen waarop de werking van halfgeleiderkomponenten gebaseerd is (vb. p-n overgang in niet evenwicht)
- studie van oppervlakte eigenschappen
  - oppervlakte toestanden
  - metaal-halfgeleider overgang
  - grondige studie van de MIS struktuur
- studie van enkele optische en diëlektrische eigenschappen.

3.2. Elektronische komponenten.

Deze kursus is gebaseerd op de kursus Fysica van de Vaste Toestand, en bestudeert de belangrijkste elektronische komponenten.

Grondige studie van de p-n diode, de bipolaire transistoren en de MOS transistoren - Principe van I.C.'s.

Afleiding van de ekwivalente schema's. Deze kursus is een voorbereiding op de kursussen van elektronica, I.C.'s, C.A.D., ...
Met de docenten van deze kursussen bestaat er een nauwe samenwerking.

3.3. Techniek van de bouwstenen van de elektronica en van de geïntegreerde schakelingen.

Deze kursus omvat 3 delen :

- studie van de meest gebruikte technologieën
  - diffusie
  - oxidatie
  - epitaxiale groei
  - metallisatie (opdamping en sputtering)
  - ionenimplantatie
- interaktie tussen deze technologieën en de ekwivalente schema's of modellen van komponenten en bespreking van enkele veel verspreide technologieën (diëlektrische isolatie, CMOS, CDI, I^2L, ...)
- dikke en dunne film technologie - Vergelijking met monolitische I.C.'s.

3.4. Rekentechnieken in verband met het ontwerpen van elektrische netwerken.

De bedoeling van deze kursus is de theoretische en praktische studie van numerische technieken welke gebruikt worden bij het analyseren van lineaire en niet-lineaire netwerken, zowel statisch als dynamisch.

De kursus omvat :

- studie van de netwerkelementen
- oplossen van netwerken
  - lineaire netwerken : opstellen van knooppuntmatrix voor diverse lineaire netwerken en eigenschappen van Y-matrix
  - niet lineaire netwerken : iteratieve methoden voor niet lineaire resistieve netwerken, en konvergentiekriteria
  - analyse in het tijdsdomein :
    lineaire systemen
    niet lineaire systemen

De gelegenheid bestaat tot het gebruik van bestaande analyse programma's en ook tot het schrijven van eigen subroutines.

3.5. Numerische ontwerptechnieken voor Elektronische Systemen.

Hierin ligt de nadruk op de praktische toepassing van de technieken bestudeerd in de kursus "Rekentechnieken" en het aanleren van ontwerptechnieken en van tolerantie-analyse.
De kursus omvat :

- Struktuur en opbouw van een netwerkanalyse programma (inlezen en verwerken van de input data, elementbehandeling en matrixopstelling, behandeling van niet lineariteiten, gelijkstroom-, wisselstroom en transient analyse; behandeling van de gewijzigde knooppuntsmethode; vergelijking en bespreking van enkele bestaande C.A.D. programma's zoals SPICE, TRSIT, SLIC.
- Tolerantieanalyse en optimisatie (soorten optimisaties, studie van de netwerkgevoeligheden, Newton's methode voor optimisatie, methode van Fletcher en Powell, tolerantieanalyse en ontwerp).
- Interconnectieproblemen bij gedrukte en geïntegreerde schakelingen.
- Logische simulatoren.

De studenten bouwen zelf een netwerkanalyseprogramma voor kleine schakelingen.

3.6. Grondige studie van digitale I.C.'s.

Deze kursus omvat de studie van de voornaamste digitale I.C.'s op de markt en de implikatie ervan op elektronische systemen.
De kursus omvat :

- begrippen "delay" en "power-delay" produkt
- studie van de bipolaire en MOS invertor en de studie erop van de invloed van bepalende faktoren als voedingsspanning, vermogenverbruik en power-delay produkt
- de verschillende bipolaire logische families (diode logika, DTL, TTL, ECL)
- prijsstruktuur van I.C.'s en evolutie van LSI
- MOS logika-statische en dynamische
- MOS geheugens

In de oefeningen worden I.C.'s ontworpen in groepen door gebruik te maken van C.A.D.

3.7. Grondige studie van analoge I.C.'s.

Het doel van deze kursus is ervaring te verwerven in het ontwerp van analoge geïntegreerde schakelingen. Dit laat ook toe deze schakelingen te gebruiken met een diepgaande kennis van zaken.

De kursus bevat twee delen. In het eerste deel wordt de basis gelegd die nodig is voor de effectieve analyse van het gedrag van analoge geïntegreerde schakelingen. De invloed wordt nagegaan van ruis en vervorming. Het frekwentiegedrag wordt onderzocht zowel voor kleine als voor grote signalen. Dit wordt toegepast op elementaire één- en twee-transistor kombinaties.

In het tweede gedeelte worden enkele uit de meest gebruikte analoge geïntegreerde schakelingen geanalyseerd :

1. Operationele versterkers (type 741)
2. Lineaire geïntegreerde schakelingen zoals wideband versterker, komparatoren, spanningsregelaars, vermogen versterkers
3. De vermenigvuldigers en modulatoren, de "phase-locked loop", de A/D en D/A omzetters.

Een groot gedeelte van de oefeningen, voorzien in deze kursus, wordt gereserveerd voor het ontwerp van een lineaire geïntegreerde schakeling met behulp van de beschikbare computer programma's.

3.7. Recente ontwikkelingen op halfgeleidergebied.

Een eerste deel omvat een overzicht van de verscheidene Charge Transfer Devices. De werking van Bucket Brigades, van Charge Coupled Devices en van Peristaltic C.C.D.'s wordt verklaard. De nadruk wordt gelegd op toepassingen zoals shiftregisters, transversale filters, analoge signaalverwerking en "solid-state imaging". De theorie van de Surface Acoustic Wave Devices sluit hier zeer nauw bij aan.

Een tweede gedeelte bestaat uit een studie van speciale elementen zoals Schottky-barrier diode, MNOS Transistor, fototransistor en Light-Emitting Diodes.

In een derde gedeelte worden hoog frekwent elementen besproken met nadruk op de Double-Diffused MOS Transistor. Het Gunn element en de Impatt-diode worden eveneens behandeld.

Opmerkingen en besluiten.

In andere elektronica kursussen wordt het gebruik van I.C.'s aangeleerd zoals bvb. in de kursus Digitale Elektronica.

Deze kursussen worden gedoceerd door specialisten, die dagelijks in het onderzoek staan en die tevens industriële kontakten hebben. Zij passen de inhoud van hun kursus regelmatig aan de noodwendigheden aan.

Bovenstaande lijst van kursussen heeft betrekking op specifieke halfgeleider-, I.C.-, of technologische onderwerpen. Als algemene

vorming in de specialiteit is dit pakket o.i. een noodzakelijkheid. Het is o.i. ook voldoende voor de vorming van ingenieurs, waarvan de meesten niet rechtstreeks betrokken zullen worden bij het ontwerp of de fabrikatie van I.C.'s.

Waar onze vorming, en ik meen deze van de meeste Universiteiten tekort schiet, is op gebied van de introduktie van I.C.'s in de niet specifieke technologische kursussen. Voor de meeste elektronische toepassingen is de enige ekonomische verantwoorde benadering de integratie van de technologische keuze met het systeemontwerp. Aandacht moet steeds besteed worden aan de integratie van systeem ontwerp en technologische mogelijkheden, en dikwijls moet tegelijkertijd getracht worden de investeringen in speciale technologische ontwikkelingen realistisch te houden in verhouding tot de specifieke toepassing. Systeemontwerpers moeten een goede kennis hebben van de bestaande L.S.I.'s en moeten tevens in de mogelijkheid verkeren specifieke I.C.'s te laten ontwerpen. Deze integratie tussen I.C. onderwijs en systeem onderwijs zal terug geleidelijk gebeuren.

Een ander probleem dat te weinig aandacht krijgt is dat van het funktioneel testen van complexe I.C.'s. Deze wetenschap is in ontwikkeling en zal terug slechts geleidelijk doordringen in het onderwijs.

4. DERDE CYCLUS ONDERWIJS. DOCTORAATSOPLEIDING.

Doctor ingenieurs zijn nodig in elk groot en middelgroot bedrijf voor het onderzoeks- en ontwikkelingswerk. Gezien de diversiteit van onze bedrijven en het ontbreken van een I.C. industrie in België is het terug moeilijk de eisen te bepalen waaraan een doctoraatsopleiding moet voldoen. In tegenstelling met de doctoraatsopleidingen in de Verenigde Staten, is er in België en naar ik meen te weten ook in Nederland geen formele opleiding, in de zin dat nog een aantal derde cyclus kursussen moeten gevolgd worden. Het volstaat een doctoraatsthesis voor te bereiden, die voldoet aan het criterium dat de resultaten moeten publiceerbaar zijn, of op het ogenblik van de publieke verdediging reeds gepubliceerd zijn of aanvaard voor publikatie in internationale tijdschriften. Verder moet de kandidaat in staat zijn onafhankelijk onderzoek te doen. De resultaten van zijn werk moeten wetenschappelijk betrouwbaar zijn.

Om rekening te houden met de verscheidenheid aan bedrijven, trachten wij er ook voor te zorgen dat de doctors een brede algemene vorming hebben in de specialiteit.

Onze doctoraatsopleiding wordt als volgt verwezenlijkt :

- de kandidaat maakt een thesis op één der aspekten van het halfgeleidergebied : technologie; fysica van de komponenten; computer aided design van komponenten, netwerken of masker lay-out; ontwerp en fabrikatie van een nieuwe I.C.; ... Hierdoor wordt vooral beoogd de kandidaat de methode aan te leren om onderzoek te doen. Het onderwerp wordt bepaald in overleg tussen kandidaat en promotor. Het eigenlijke onderwerp heeft weinig belang voor het aanleren van de onderzoeksmethode. Het onderwerp moet uiteraard wetenschappelijk belangrijk zijn en passen in het onderzoeksdomein van het laboratorium.
- om een brede vorming te krijgen in de specialiteit, worden de kandidaten aanbevolen een minimum van 150 uren te volgen uit volgende 3-de cyclus initiatieven :
  - een wekelijks seminarie waarop één der kandidaten spreekt over zijn werk en de problemen die hij tracht op te lossen. Soms handelt dit seminarie ook over een belangrijk artikel in de literatuur. Dit seminarie is in feite een discussievergadering
  - een wekelijkse voordracht, gegeven door onderzoekers van de groep of door een bezoekend onderzoeker
  - een jaarlijkse zomerkursus, handelend over één der onderzoeksonderwerpen van het laboratorium (vb. CCD's, I^2L, CAD, Microprocessoren ...)
  - één der speciaal ingerichte derde cyclus kursussen, gedoceerd door één der gasthoogleraren of door de eigen stafleden. Deze cycli kunnen handelen over MOS technologie, Bipolaire technologie, CAD programma's ...
- er wordt getracht de duur van de opleiding te beperken tot 3 à 3,5 jaar. Dit is belangrijk opdat de afgestudeerden zeker geen financiële nadelen zouden oplopen in vergelijking met hun collega's die onmiddellijk na de 2de cyclus opleiding een industriële loopbaan beginnen. Dit zou het sukses van het doctoraat afzwakken, zeker daar wij een strenge beginselektie doorvoeren. Een duur van 3 à 3.5 jaar is eveneens voldoende omdat een derde cyclus student dan ongeveer een verzadiging bereikt heeft op gebied van kennisopname in het labo-

ratorium.

5. VIERDE CYCLUSONDERWIJS - PERMANENTE VORMING.

Voor elke snel evoluerende tak van de wetenschap bestaat het probleem van de permanente vorming van de ingenieurs. De Universiteit heeft als taak de afgestudeerde ingenieurs bij te scholen indien nodig, en hun alleszins op de hoogte te houden van de evolutie op hun vakterrein.

Diverse initiatieven moeten genomen worden. Zij kunnen onderverdeeld worden in 2 kategorieën :

a) Bestaande derde cyclus initiatieven open stellen voor derden. Voorbeelden hiervan zijn :

- de wekelijkse voordrachten
- de jaarlijkse zomerkursussen. Deze lessencycli geven een volledig overzicht van het behandelde onderwerp. Er wordt uitgegaan van de gekende basisbeginselen en uiteindelijk wordt de "state of the art" behandeld.

b) Specifiek vierde cyclus initiatieven. Een bedrijf of een groep van bedrijven kan de organisatie van een opleidingsprogramma vragen. Dit opleidingsprogramma omdat doorgaans een teoretisch gedeelte en een experimenteel gedeelte. Het kan handelen over ontwerp met computer, technologie, testen, gebruik van microprocessoren, ...

6. BESLUITEN.

I.C.'s hebben een grote invloed op het universitair onderwijs van de elektronica. Speciale halfgeleiderkursussen, wiskunde kursussen en specifieke I.C. kursussen moesten opgericht worden. Deze evolutie zal in de toekomst verder gaan omdat meer complexe I.C.'s op de markt komen, zodat het systeemonderwijs eveneens beïnvloed wordt. In de toekomst zal een grote nood ontstaan aan goede systeemingenieurs. Zij moeten gebruik maken van de goedkope elektronische funkties hun aangeboden door de I.C. fabrikanten of beslissen een eigen I.C. te ontwerpen. Met de integreerbaarheid van een systeemidee zal moeten rekening gehouden worden. Ik voorzie dan ook een verdere integratie tussen de systeemspecialisten en de I.C. specialisten.

De snelle evolutie van I.C.'s maakt derde cyclus onderwijs meer zinvol en maakt vierde cyclus onderwijs noodzakelijk.

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

INTER-RELATION BETWEEN LSI TECHNOLOGY AND ELECTRONIC SYSTEM DESIGN

G.O. Crowther and E.T. Emms

Central Application Laboratory, Mullard Limited, U.K.

The extremely rapid developments in integrated circuit technology have presented the system designer with a new challenge. The advantages to and constraints on the system designer, brought about by the extremely high packing density on an LSI chip, are examined, and specific examples drawn from various electronic fields are discussed.

INTRODUCTION

It is likely that many years will pass before the full implications of large-scale integration (LSI) on systems design and concepts become clear. Nevertheless, it is already becoming evident that LSI will make fundamental changes. Not surprisingly the early uses of LSI (neglecting military and space applications) were to take a well-established application and employ LSI to reduce the cost to the ultimate user of the particular equipment. Perhaps the best known example is its use in the pocket calculator where both the size and the cost to the end user have been reduced in a decade by at least two orders of magnitude. It is this application which has caused a small social revolution involving the housewife and the school child as well as the scientist and engineer.

In trying to determine whether to employ LSI, the major factors which have to be taken into account can be listed:-

1. Can the functional performance be achieved?
2. Reliability.
3. Cost of the system.
4. Fail-safe requirements.
5. Weight.
6. Volume.
7. Power requirements.

For military and space requirements all these factors would tend to favour the choice of LSI. In this paper it is proposed to concentrate on those applications in the non military/space market where cost reduction is the important factor with reliability becoming increasingly important.

At first sight the potential cost reduction resulting from the use of LSI appears attractive. It has to be remembered that this cost reduction can be realised only if the product is required in adequate quantities and also utilizes a well-established standard production process. Even when these conditions have been achieved both the component supplier and the equipment manufacturer face considerable problems. For instance the early desk calculator would employ many hundreds of identical active devices which had wide applications outside the calculator field. Replacement of the discrete circuits by a lower cost LSI circuit, not only restricts the product to a single application but may also significantly reduce the total cash flow for both the component and equipment manufacturer. A viable product may only result if the use of LSI causes a proportional increase in the market. The number of established applications with these potentialities are strictly limited.

To overcome the problem the systems applications engineers have approached it from two quite distinct directions.

1. Design a generalised system such that the standard device can be readily programmed to meet a wide range of applications.
2. Create completely new markets which have been technically but not economically feasible for some years or, alternatively, approach well-established applications in a totally new way.

In the first case microprocessors and PROMS are the vital constituents and a wide range of devices are already available on the market with varying capabilities. There is no doubt that many applications will be met by this approach where the quantities involved could never, on economic grounds alone, justify dedicated logic.

The microprocessor approach is an important use of LSI and a considerable amount has been, and will continue to be, written on their applications.

There is, however, a danger that the publicity and attention, given at present to microprocessors (simulators, exorcisers, various levels of language, etc.), may lead some designers into a 'honeymoon' situation of designing around microprocessors when the type and size of activity justifies a dedicated logic approach. For the rest of the paper a number of possible applications will be described which are currently being investigated in the electronics field.

INFORMATION EXCHANGE

The need to communicate is perhaps one of the characteristics of modern society whether it be between manager and staff, advertiser and customer, politician and voter, etc. At present, to a large extent, this communication is achieved by a massive use of the printed word and, consequently, continual destruction of natural resources.

Already, in the more sophisticated office, there is increasing use of electronic technology. Information is encoded into digital form, for transmission over the telephone network, stored and displayed with use of electronic techniques.

It has now been established that the use of standard LSI techniques could allow complete electronification of the average office. Fig. 1 shows a block diagram of two typical offices linked by the standard Post Office switched network. It consists of a display monitor, a key-board and a simple cassette for storage.

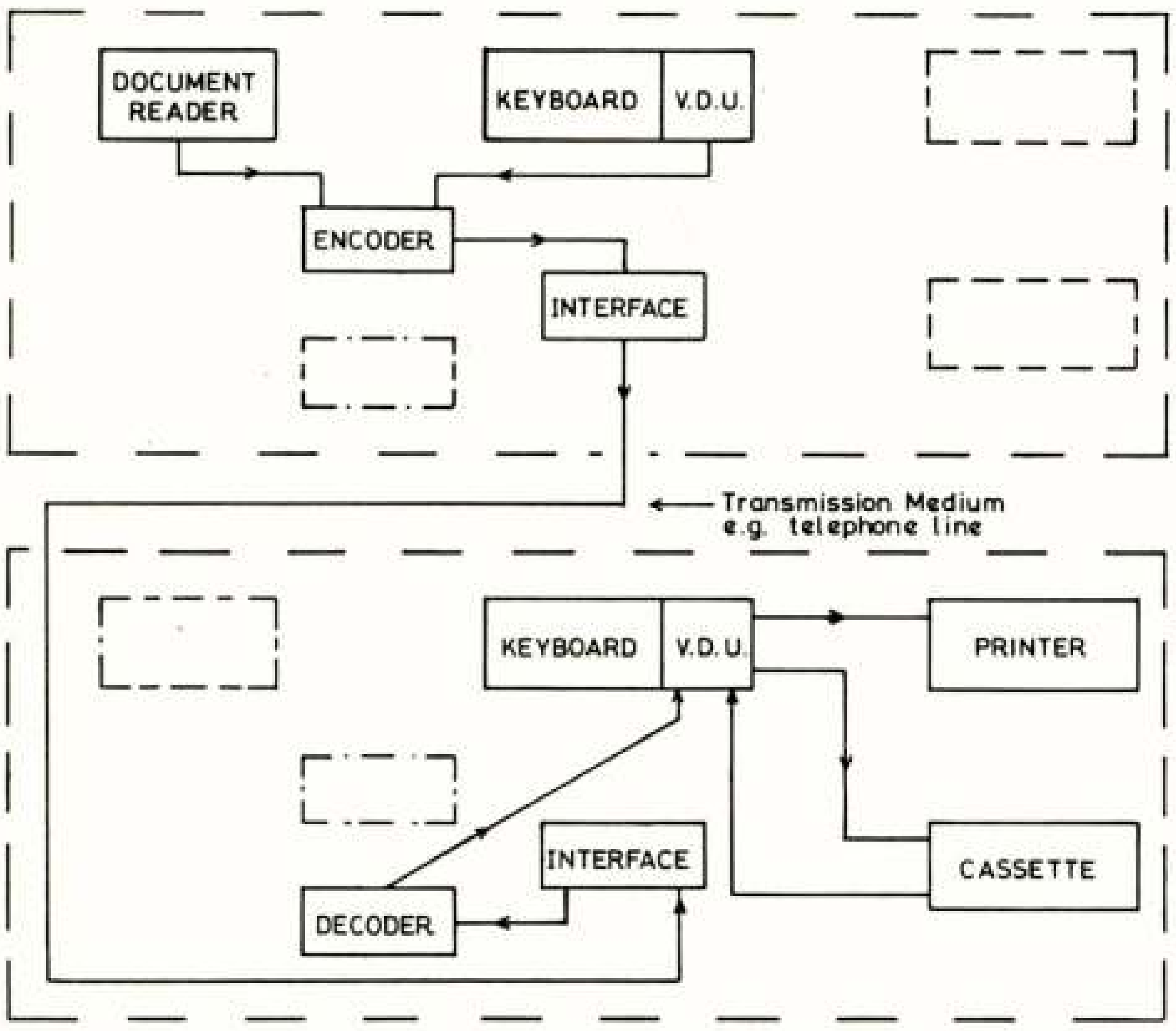


Fig.1. ARRANGEMENT OF 2 ELECTRONICALLY EQUIPPED OFFICES INTERCONNECTED BY TELEPHONE LINK.

The office could also include a printer and a facsimile machine with sophisticated encoding (realised in LSI) to reduce transmission times by a factor of 4 - 10.

Complementary to this activity, domestic plans are well-advanced in the U.K. to transmit into the home for display on the television set digitally encoded data both as part of the television signal (TELETEXT) and over the normal switched telephone network (VIEWDATA).

TELETEXT is in the final stages of successful system trials and it is anticipated that a continual public service will be transmitted within the next 1 to 2 years.

Figs. 2 and 3 show how the digital signal is inserted onto the T.V. signal. Information is inserted during the vertical flyback period. The system has been designed so that any T.V. channel can carry up to 800 pages of 960 characters (including spaces) organised as 24 rows of 40 characters per row.

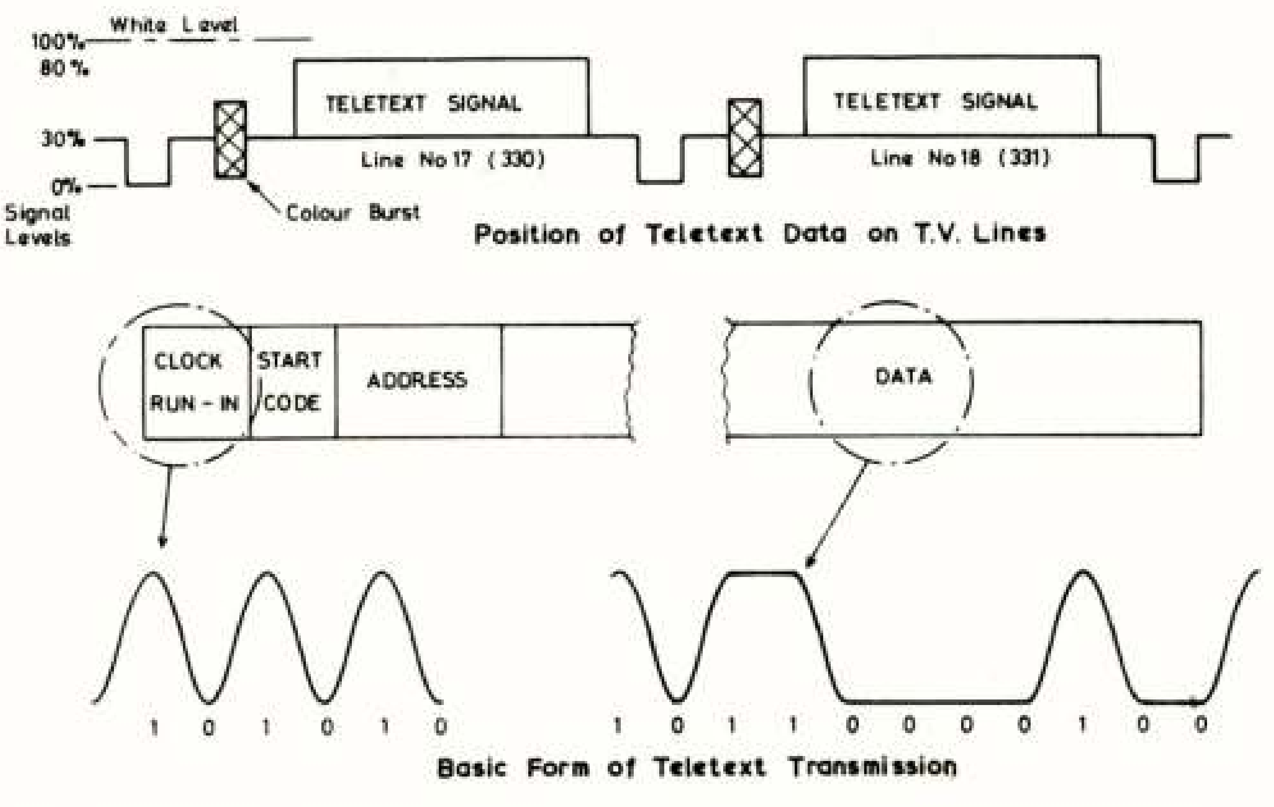


FIG. 2. FORMAT AND POSITION OF TELETEXT DATA ON TELEVISION LINES.

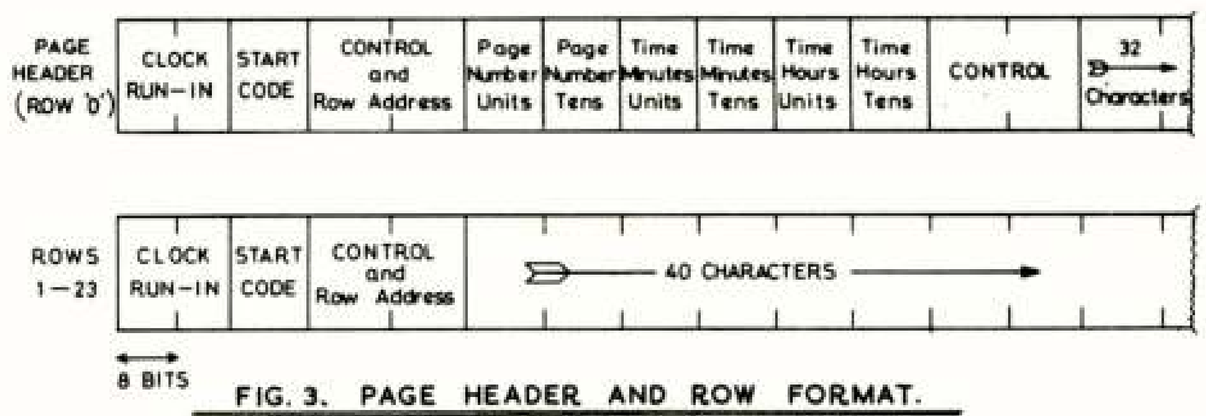


FIG. 3. PAGE HEADER AND ROW FORMAT.

The system allows transmission of both alphanumeric and simple graphic information. Fig. 4a shows the organisation of a T.V. set to receive TELETEXT and VIEWDATA. The basic organisation of a TELETEXT/VIEWDATA decoder is shown in Fig. 4b and will ultimately be realised in 6 to 7 LSI circuits representing some 5 to 6 thousand gate functions and 7000/8000 memory locations.

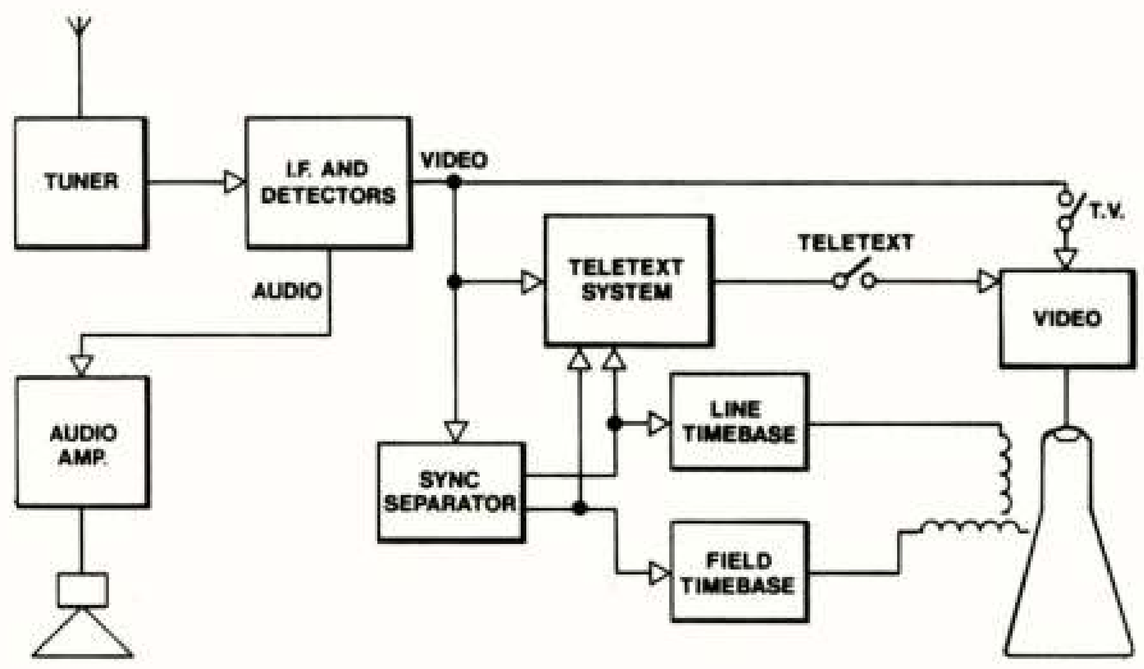


Fig. 4a. COMPLETE T.V. WITH TELETEXT DECODER

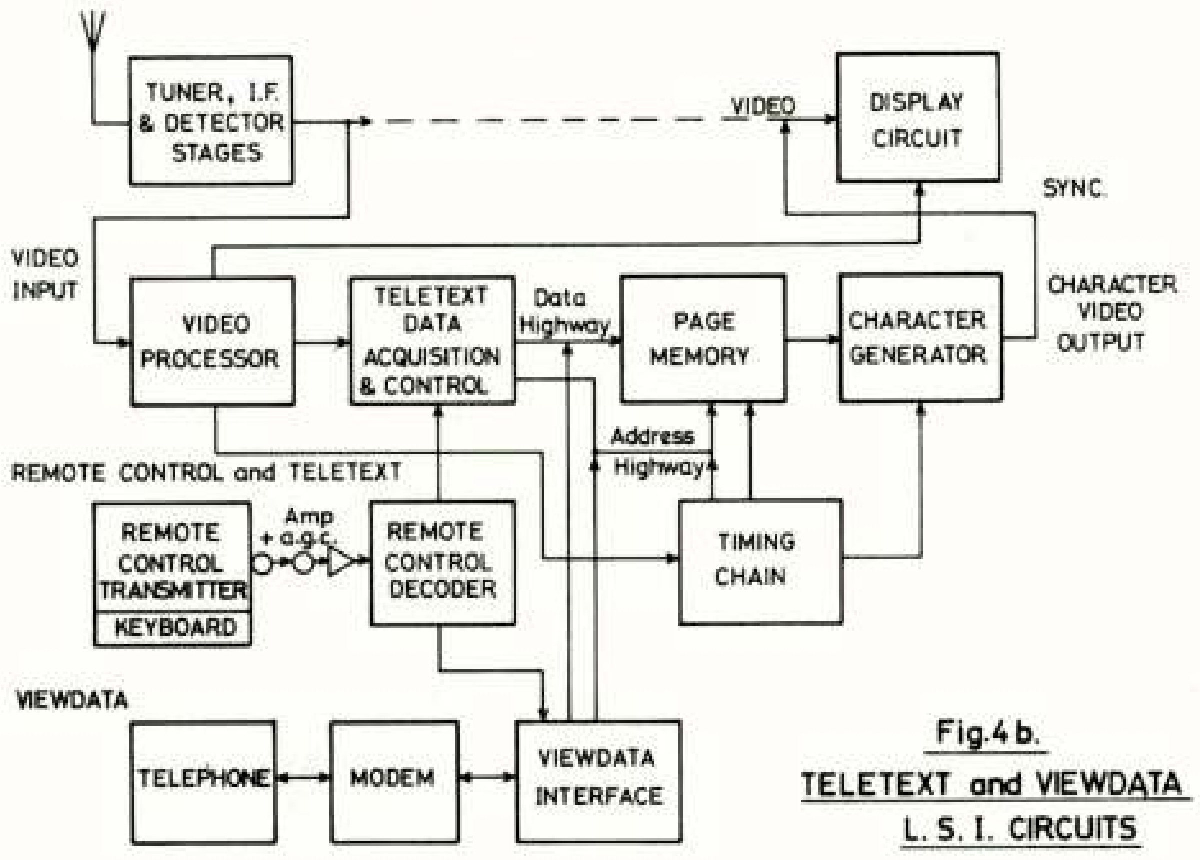


Fig.4b.
TELETEXT and VIEWDATA
L. S. I. CIRCUITS

The British Post Office VIEWDATA service is complementary to TELETEXT and utilizes the same basic data format. Trials commenced at the start of this year and are proceeding well. In contrast to TELETEXT the number of pages available on VIEWDATA are limited only by storage capacity of the base computer and editorial effort. A particular page is selected by the user with a simple interactive programme using a tree-selection procedure.

At the receiver end, a low cost modem and a specific data acquisition circuit have to be added to the TELETEXT receiver.

COMMUNICATIONS

In modern communications, broadcast and instrumentation there is an increasing requirement for oscillators which are both stable, low noise and rapidly switchable from one frequency to another, selected from among many frequencies. In many applications, particularly in the military field, frequency synthetisers have been used extensively but at considerable cost.

The use of LSI to realise a lower cost versatile synthetiser would have a wide range of applications in the civil market ranging from mobile radios, navaids and the domestic T.V. and radio sets.

A good example of an application of the synthetiser is a mobile radiotelephone operating on the 80MHz or 140MHz bands. Many mobiles needed to-day are multi-channel, at the moment using separate quartz crystals for each channel. Crystals are becoming increasingly expensive and need to be manufactured to order, which involves delay in delivering equipment to a customer's allocated channels. The frequency synthetiser offers an excellent solution as any channel can be selected by an electrically programmable ROM. Also the synthetiser generates the signal at the final frequency thus many stages of frequency multiplication, at present needed, can be omitted.

In the future it could be envisaged that remote receivers will automatically and remotely be set to an appropriate available frequency rather than allocating for all time a specific channel for a given service.

The LSI frequency synthetiser system is shown in the block diagram of Fig. 5. It consists of a variable frequency voltage controlled oscillator (VCO) in a digital phase locked loop. The VCO output feeds a fast prescaler (ECL) which reduces the frequency to bring it within the capability of MOS logic (approx. 10MHz). Then two MOS LSI circuits - the Universal Divider and the Reference Comparator combination plus a loop filter, complete the system. The synthetised output frequency is selected by programming the Universal Divider from a channel selector consisting, for example, of BCD thumb-wheel switches or a ROM.

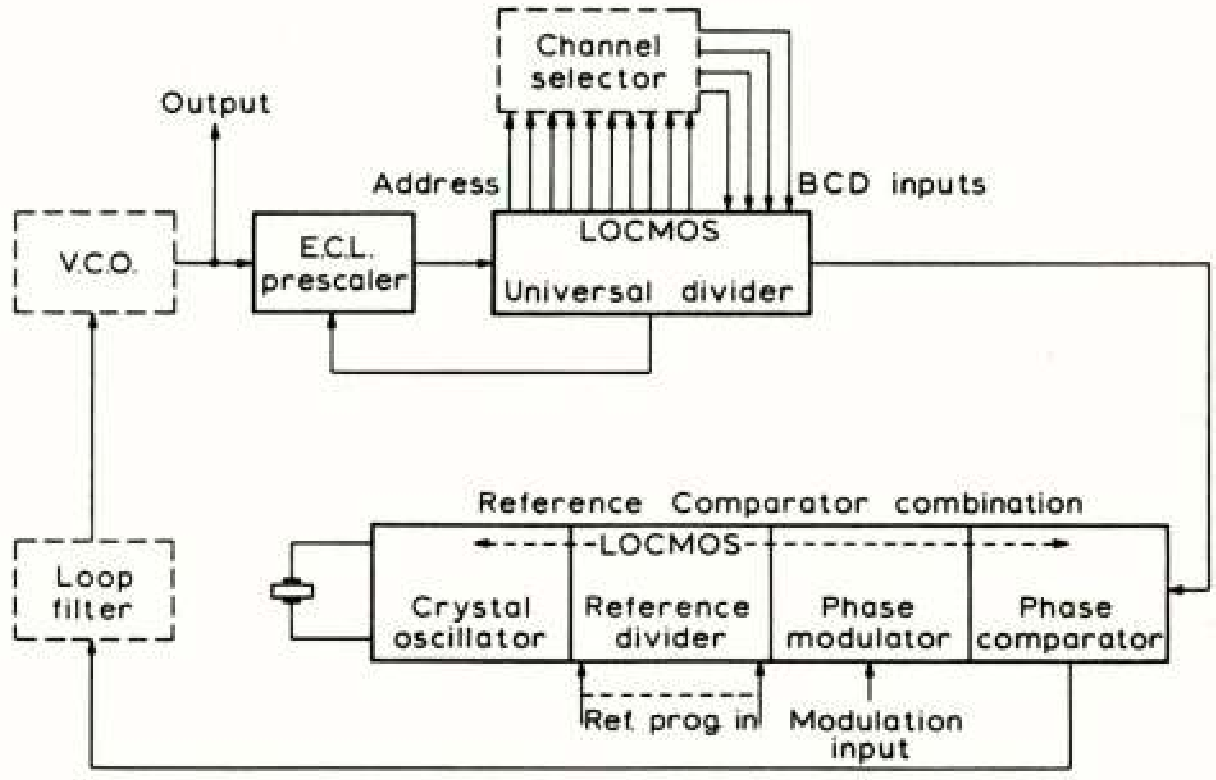


Fig.5. L.S.I. FREQUENCY SYNTHESISER SYSTEM.

The Universal Divider is shown in the block diagram of Fig. 6a. It features a large division ratio to give 10Hz steps to 1GHz, in preselectable steps set either manually or electronically.

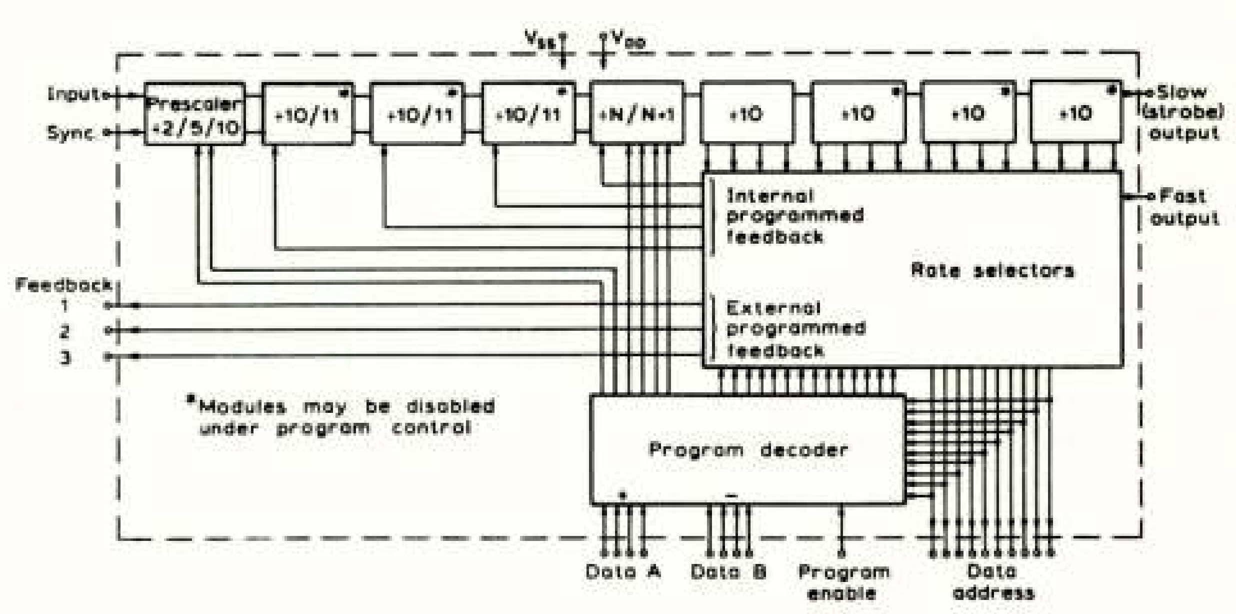


Fig.6a. ORGANISATION of UNIVERSAL DIVIDER CHIP.

The Reference Comparator combination is shown in Fig. 6b and consists of a crystal oscillator of up to 10MHz and preselectable divider to determine the frequency step size.

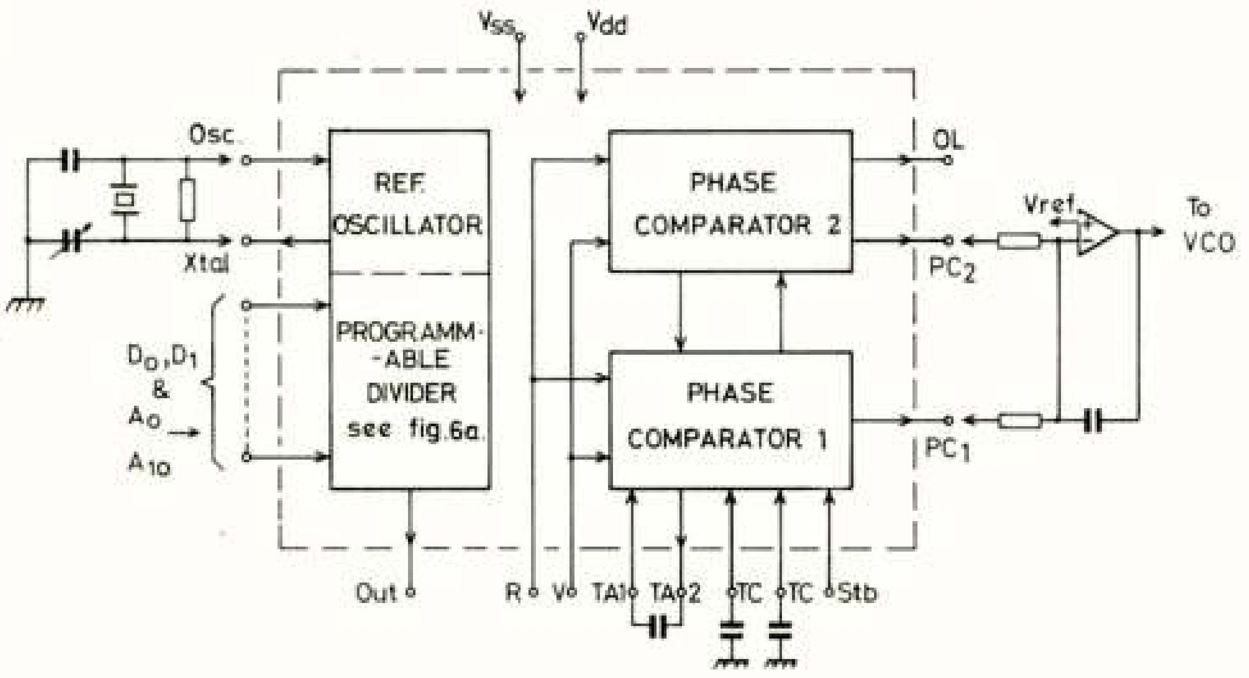


Fig 6b BLOCK DIAGRAM OF REFERENCE COMPARATOR COMBINATION & ASSOCIATED COMPONENTS

Two phase comparators are provided, one to give coarse frequency control and the other fine frequency control.

INDUSTRIAL SYSTEMS

Throughout industry there is a need to control motor speeds ranging from steel rolling mills, machine tools, conveyor belts, fork lift trucks and other electric traction vehicles. A 5 or 10 to 1 speed range (with or without reverse) may be required in many of the above applications.

Until now electronic control of d.c. machines has been employed. These machines are expensive, bulky and have the drawback of commutator wear.

The use of LSI now gives the economic possibility of variable speed control of the more rugged and less costly three-phase asynchronous induction motor.

The technique employed is to synthetise a variable frequency a.c. supply to power the motor. In the past simple waveform synthesis has been tried for limited speed control but it is only with the advent of LSI that waveform synthesis with sufficient accuracy can be achieved to cover a wide speed range.

Fig. 7 shows the block diagram of such a system which consists of a d.c. supply driving a conventional transistor or thyristor inverter controlled by the waveform synthetiser.

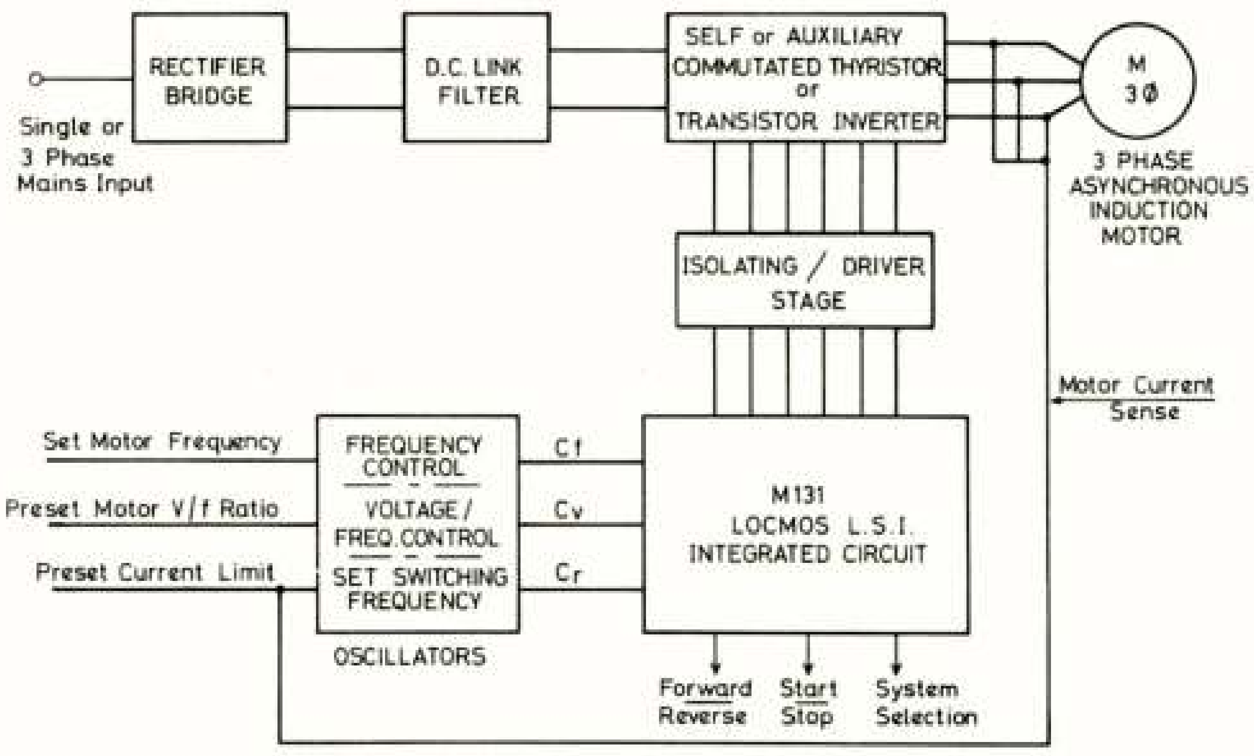


Fig7. BLOCK DIAGRAM: "ELCOMA" A.C. MOTOR CONTROL SYSTEM

Fig. 8 shows how the waveform is synthetised from a variable frequency clock waveform.

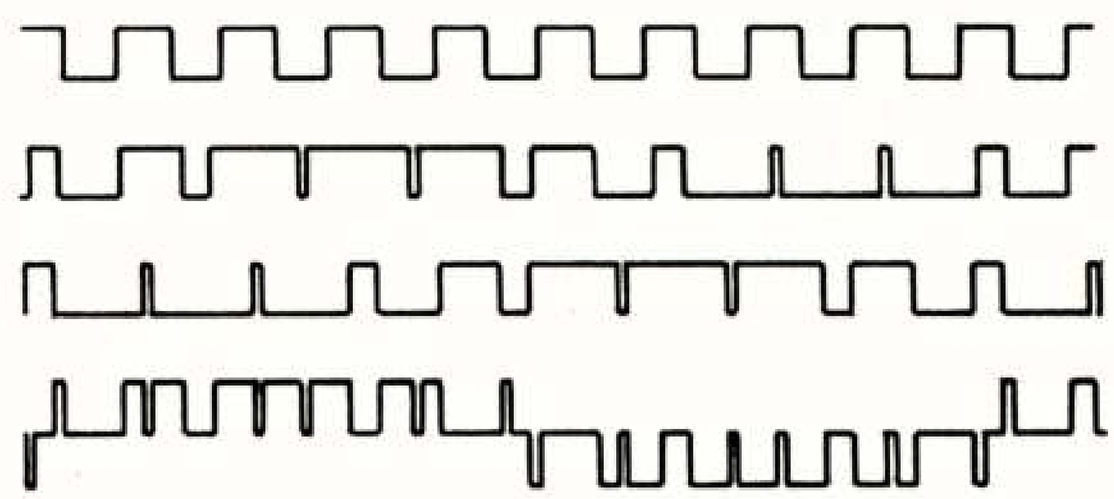


Fig. 8. Principle of Pulse – Width Modulation using double – edge modulation with 9 pulses / cycle of output phase waveform

Fig. 9 shows the close approximation to the output torque performance achieved by variable frequency sine-wave drive and the marked superiority over the square wave drive.

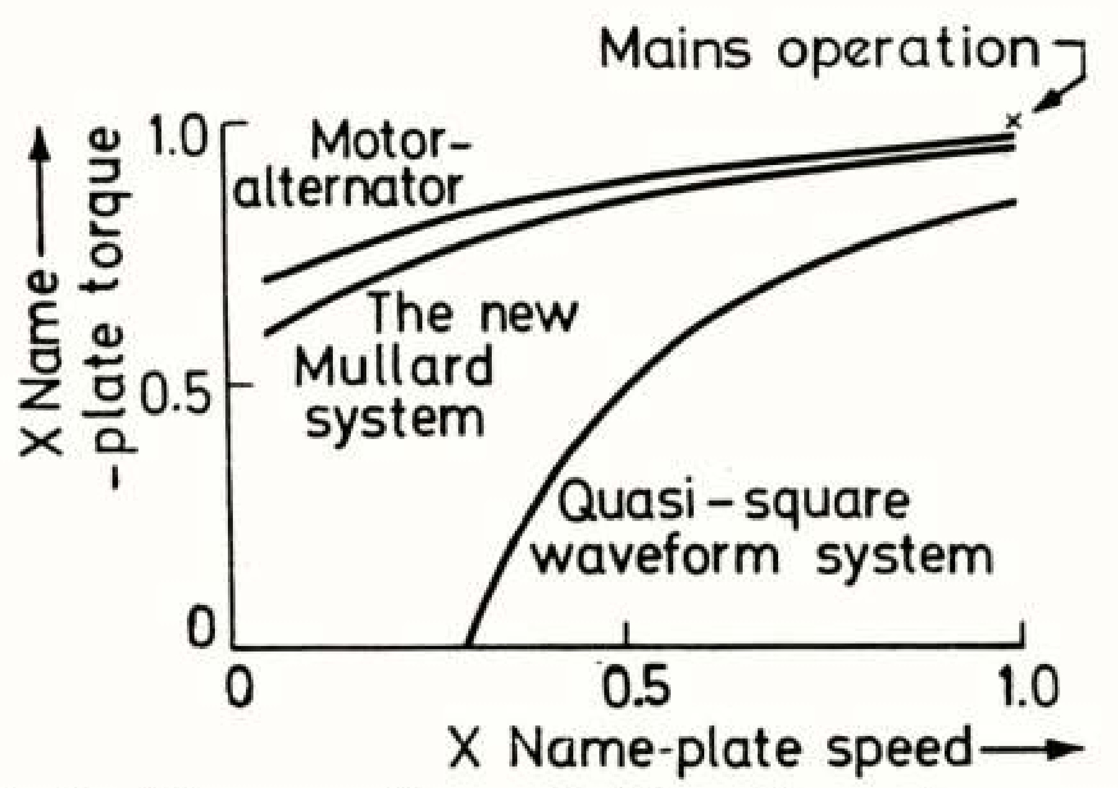


Fig 9. Torque-Speed Derating Curves

It is of interest to note that the availability of a variable frequency power source creates a completely new set of boundary conditions to motor design and has stimulated new activity in this field of engineering.

CONCLUSION

The advent of LSI undoubtedly will have a major influence on all branches of electronics. In addition to the areas already discussed T.V., radio, domestic appliances and, in the longer term, automobile electronics will be changed as a result of LSI.

It is worth observing that the applications discussed in this paper have all employed digital techniques. This is a reflection of the major advances in digital MOS technology which permit packing densities in excess of 300 gates/sq. mm. There is no doubt that the trend to digital applications will continue to dominate future uses of LSI. Nevertheless, a significant number of applications at present using analogue techniques will not be amenable to change and will continue to be realised with linear integrated circuits.

There is a growing desire by the users of electronic equipment for greater reliability of performance and the trend will certainly be reinforced when the predicted increase of electronic systems in non-technical areas takes place due to the availability of LSI.

At first sight LSI reduces drastically the number of devices employed and will undoubtedly reduce the incidence of interconnect faults. On the other hand, within a package many thousands of active devices exist and it is impracticable to test these individually or in small groups. Yet the whole performance of the system could be placed in jeopardy as a consequence of the failure of a single device.

It seems appropriate to close with the question - "How can we ensure reliability of these extremely complex devices within the strict requirements of commercial economics?"

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

HET ATELIER VOOR GEÏNTEGREERDE SCHAKELINGEN VAN DE AFDELING DER ELEKTROTECHNIEK IN DELFT

Prof.dr.ir. S. Middelhoek en E. Smit
Afdeling der Elektrotechniek, Technische Hogeschool Delft

Een beschrijving wordt gegeven van een eenvoudig ateliér voor geïntegreerde schakelingen, waarin schakelingen kunnen worden vervaardigd, welke zijn ontworpen door studenten en wetenschappelijke staf.

INLEIDING

De ontwikkeling van de electronica in de laatste 15 jaar is adembenemend geweest en de universitaire onderwijsprogramma's in binnen- en buitenland moesten daarom voortdurend worden aangepast om de aansluiting met de praktijk niet te verliezen. Was het vroeger niet moeilijk om experimenteel werk op het gebied van de electronica te verrichten daar elektronische komponenten in een grote verscheidenheid beschikbaar waren, zo heeft de komst van de geïntegreerde schakeling vele universitaire en industrie laboratoria voor grote problemen gesteld.

In navolging van vele buitenlandse universiteiten en met het voorbeeld van de Afdeling der Elektrotechniek van de T.H. Twente voor ogen, welke reeds in 1966 op het gebied van de geïntegreerde schakelingen actief werd, besloot de Afdelingsraad van de Afdeling der Elektrotechniek in Delft in 1973 een atelier voor geïntegreerde schakelingen op te richten.

Met de bouw van dit atelier werd in 1974 begonnen. De eerste geïntegreerde schakelingen werden in 1976 geproduceerd. Het atelier bevindt zich op de 4de verdieping van het 22 verdiepingen tellende gebouw van de Afdeling der Elektrotechniek. Voor de afvoer van gassen en zuren moesten in verband met de veiligheid uitgebreide voorzieningen worden getroffen. Op een vloeroppervlak van 200 m^2 is apparatuur opgesteld, die het mogelijk maakt eenvoudige bipolaire schakelingen te vervaardigen. Ruimte is gereserveerd om in de naaste toekomst ook MOS schakelingen te fabriceren.

Hieronder zal in het kort de gebruikte apparatuur beschreven worden, waarbij bij de lezer enige kennis van de processen wordt verondersteld.

UITGANGSMATERIAAL

Daar het economisch niet verantwoord is om zelf monokristallijn silicium te groeien en te zagen, worden de silicium plakken bij de firma's N.V. Philips en Wacker-Chemitronic gekocht. Soms kunnen restpartijen tegen zeer gunstige prijzen worden verkregen.

In het atelier worden plakken met een diameter van 1,5 inch en een dikte van 250 μ gebruikt. Daar de halfgeleider industrie is overgegaan op plakken met een diameter van 3 μ en een dikte van 380 μ moeten deze plakken eerst in kleinere oppervlakken worden verdeeld in verband met onze slechts voor een diameter van 1,5 μ geschikte apparatuur. Het gebruikte materiaal is hoofdzakelijk van het p-type met een (111) of (110) kristalrichting.

MASKERFABRICAGE

Voor het snijden van de Rubylith maskers wordt gebruik gemaakt van een 1,20 × 1,20 mtr Coradi snijtekentafel (Fig. 1). Deze tafel wordt met de hand bediend, maar in de naaste toekomst wordt een eenvoudige computer besturing geïnstalleerd.



Fig. 1. Snijtekentafel voor het vervaardigen van Rubylith maskers.

Voor zeer complexe geïntegreerde schakelingen kan ook gebruik gemaakt worden van de computer gestuurde Contraves snijtekentafel van de Onderafdeling der Geodesie. De programma's zijn opgesteld door de heer J.H.M. Nusteling, vakgroep electronica.

Het vervaardigen van 7 Rubylith maskers duurt ongeveer één week.

Bij het opstellen van het programma worden dezelfde standaard ontwerpregels in acht genomen, welke in de industrie gebruikelijk zijn.

De Rubylith maskers worden gefotografeerd en gereduceerd op een David W. Mann reductie camera. Deze camera werd voor een zeer gunstige prijs van de N.V. Philips, afd. Halfgeleiders, Nijmegen overgenomen, waarvoor de werkgroep "I.C.-atelier" zeer erkentelijk is. Het beeldveld is 45 cm × 45 cm en de reductiefactor is 20 maal.

Het negatief wordt op een David W. Mann "step and repeat" camera nog eens 10 maal verkleind en vele malen herhaald. Ook deze machine werd ver beneden de kostprijs van de N.V. Philips overgenomen. Het apparaat beschikt over 6 lenzen en 6 lichtbronnen, zodat tegelijkertijd 6 van de 7 benodigde maskers kunnen worden vervaardigd.

De met lichtgevoelige fotolak bedekte silicium plakken worden in een Karl Süss uitricht- en belichtapparaat type MJB-5 belicht (Fig. 2).

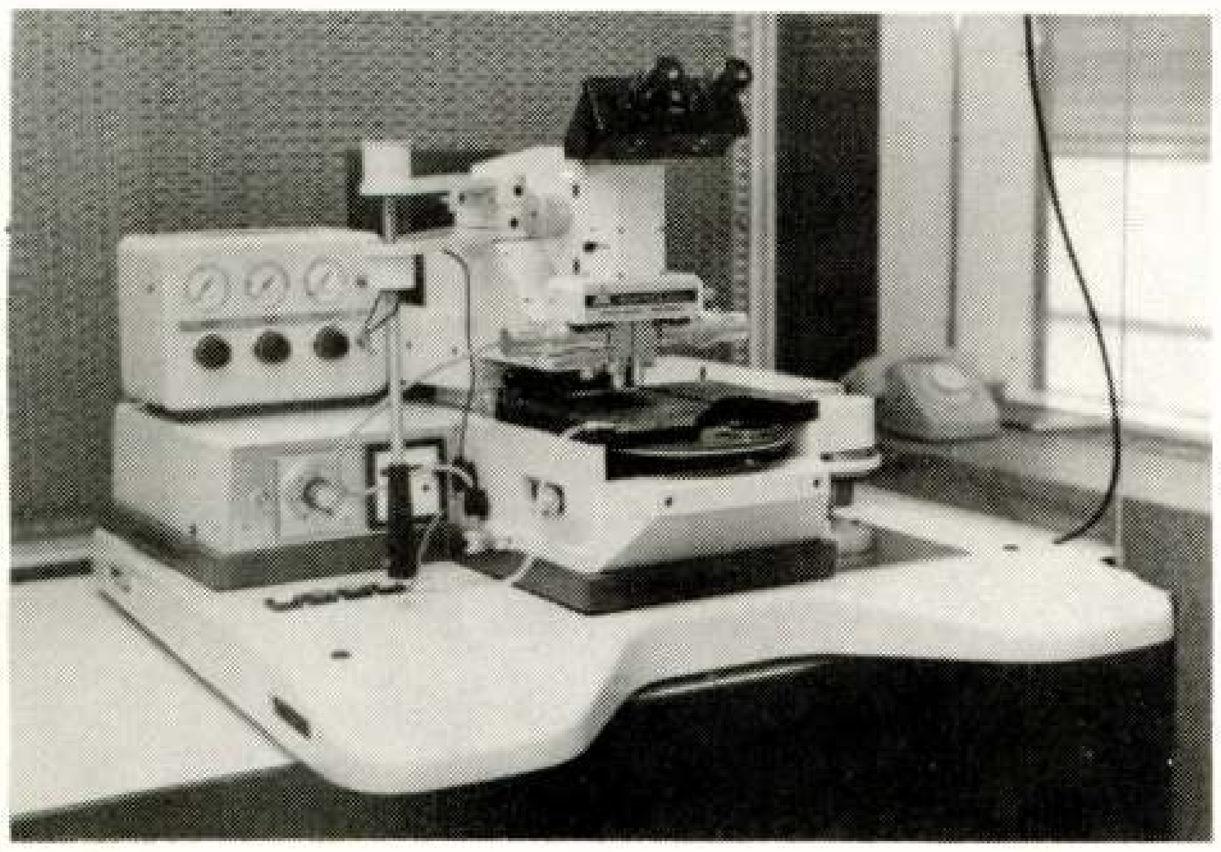


Fig. 2. Uitricht- en belichtapparaat voor het belichten van met fotolak bedekte siliciumplakken.

De lak wordt met een spinner van het merk Headway Research Inc. op de plakken aangebracht. Voor de positieve lak wordt gebruik gemaakt van Shipley AZ 1350, voor de negatieve van Hunt Waycote, I.C. resist. Er wordt zowel sproei- als badontwikkeling toegepast.

De apparatuur bevindt zich in stofarme werkkasten van het merk Monarch. Het bleek economisch niet verantwoord de gehele atelierruimte stofvrij te maken. Voor onderzoek en onderwijs speelt echter de opbrengst van het proces een iets geringere rol dan in de industrie.

EPITAXIE, OXYDATIE, DIFFUSIE EN METALLISATIE

Epitaxie

Voor het aanbrengen van dunne epitaxiale lagen wordt gebruik gemaakt van een epitaxiereaktor van de firma Applied Materials, type AMV-800 (Fig. 3). Een met SiC geprepareerde ronddraaiende grafietplaat wordt door hoogfrequent verhitting op een temperatuur tussen 1060°C en 1200°C gebracht. Over de op de grafietplaat aangebrachte Si plakken wordt silaan (SiH_4) met fosfine (PH_3), indien een n-type laag of silaan met diboraan (B_2H_6), indien een p-type laag wordt gewenst, geleid. Epitaxiale lagen met een dikte tussen 2 en 25 μ en een soortelijke weerstand tussen 0,1 Ωcm en 5 Ωcm, zowel n-type als p-type, kunnen met het apparaat worden vervaardigd.

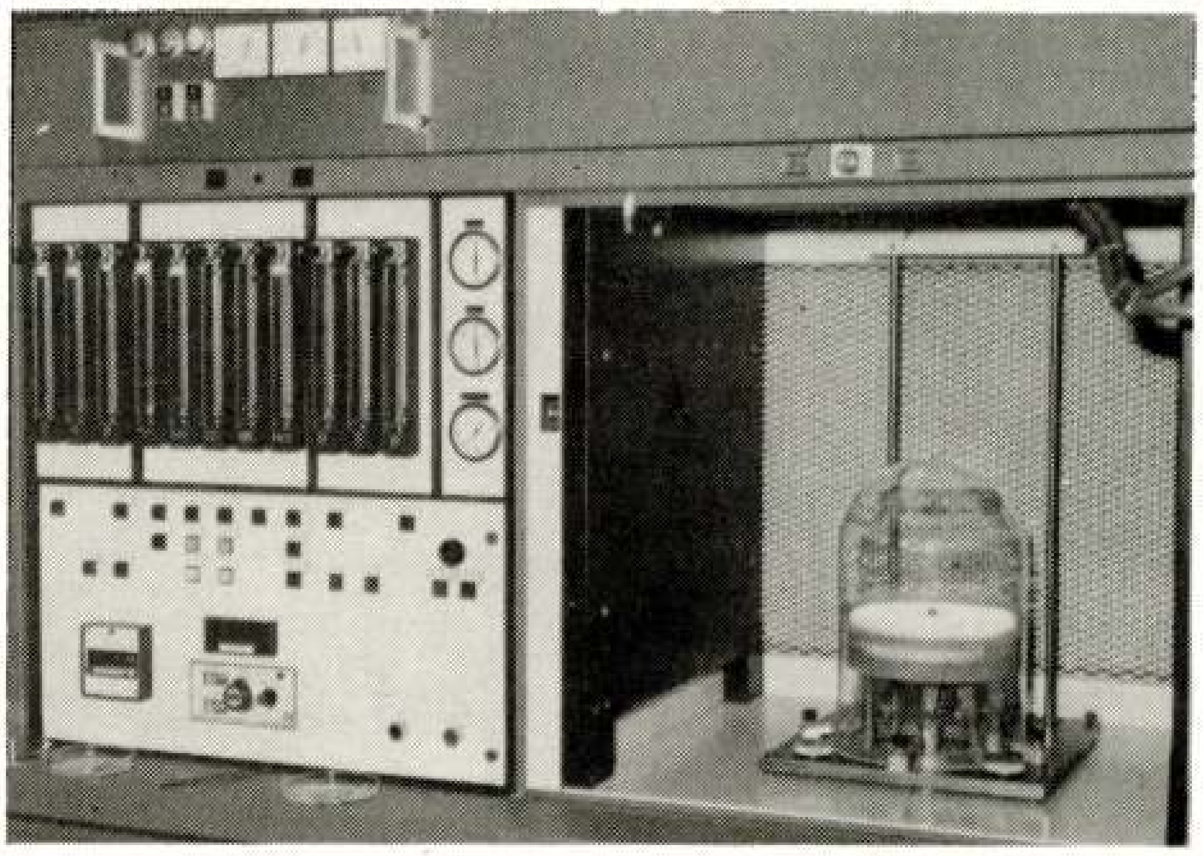


Fig. 3. Epitaxiereaktor. De doorstroomhoeveelheden van de gebruikte gassen worden op het paneel links op de foto ingesteld.

Oxydatie

Voor het oxyderen van de Si-plakken worden 2 ovens van het merk Lindberg gebruikt. De ovens beschikken over 3 zônes, wat een nauwkeurigheid van ± 1°C over 30 cm mogelijk maakt. De Si-plakken worden geoxydeerd in droge zuurstof of natte zuurstof (waterbad temperatuur 95°C) bij een oventemperatuur tussen 1000 en 1100°C.

Diffusie

Voor de diffusie staan 7 ovens plus 2 reserve ovens ter beschikking, alle van het merk Lindberg (Fig. 4).

Voor de p-type diffusie wordt dimethylboraat gebruikt dat bij 920°C gedurende 60 minuten over de plakken wordt geleid. De boriumverbinding reageert met het silicium, waardoor vrij borium ontstaat. Nadat de gelijktijdig ontstane oxydelaag is verwijderd, wordt in een andere oven bij 1150°C gedurende 50 minuten het gewenste diffusieprofiel verkregen.

Voor een diepe p-type diffusie wordt een oven gebruikt, welke is ingesteld op een temperatuur van 1200°C. De behandeling duurt 3 à 4 uur. Voor de n-type diffusie, zoals gewenst voor zgn. begraven lagen, wordt van arseenwaterstof (AsH_3) gebruik gemaakt. Hiertoe wordt dit gas met zuurstof bij 1260°C gedurende 3 uur over de plakken geleid. Het gewenste diffusieprofiel ontstaat in dezelfde oven bij 1260°C gedurende 2 uur in een zuurstof atmosfeer.

Voor de standaard n-type diffusie wordt fosfor-

oxychloride ($POCl_3$) gebruikt. Voor de depositie wordt een oven gebruikt bij 1000°C gedurende 17 min. Het diffusieprofiel wordt verkregen door in een andere oven bij

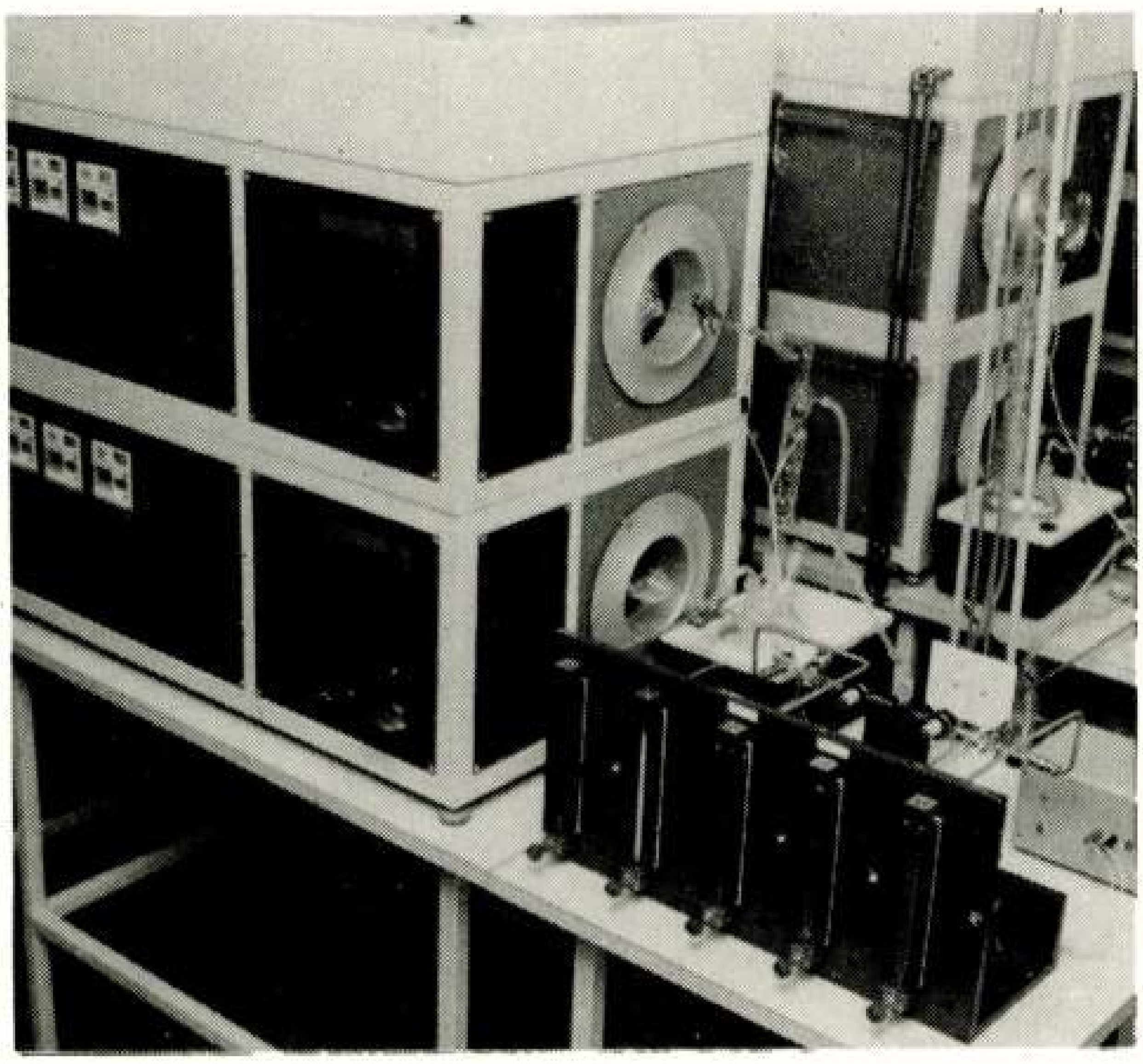


Fig. 4. Diffusieovens met paneel voor het instellen van de gasdoorstroomhoeveelheid.

1000°C gedurende 55 min. uit te diffunderen.

Voor een diepe n-type diffusie wordt een oven op 1100°C gedurende 2 à 3 uur gebruikt.

Metallisatie

Om de komponenten van een geïntegreerde schakeling te verbinden is nog een metallisatie stap noodzakelijk. Hiertoe wordt een 1,5 µ dikke aluminium laag neergeslagen op de Si-plak in een opdampklok merk Balzers type BAK 550 met frontdeur (Fig. 5). Als bron wordt een door

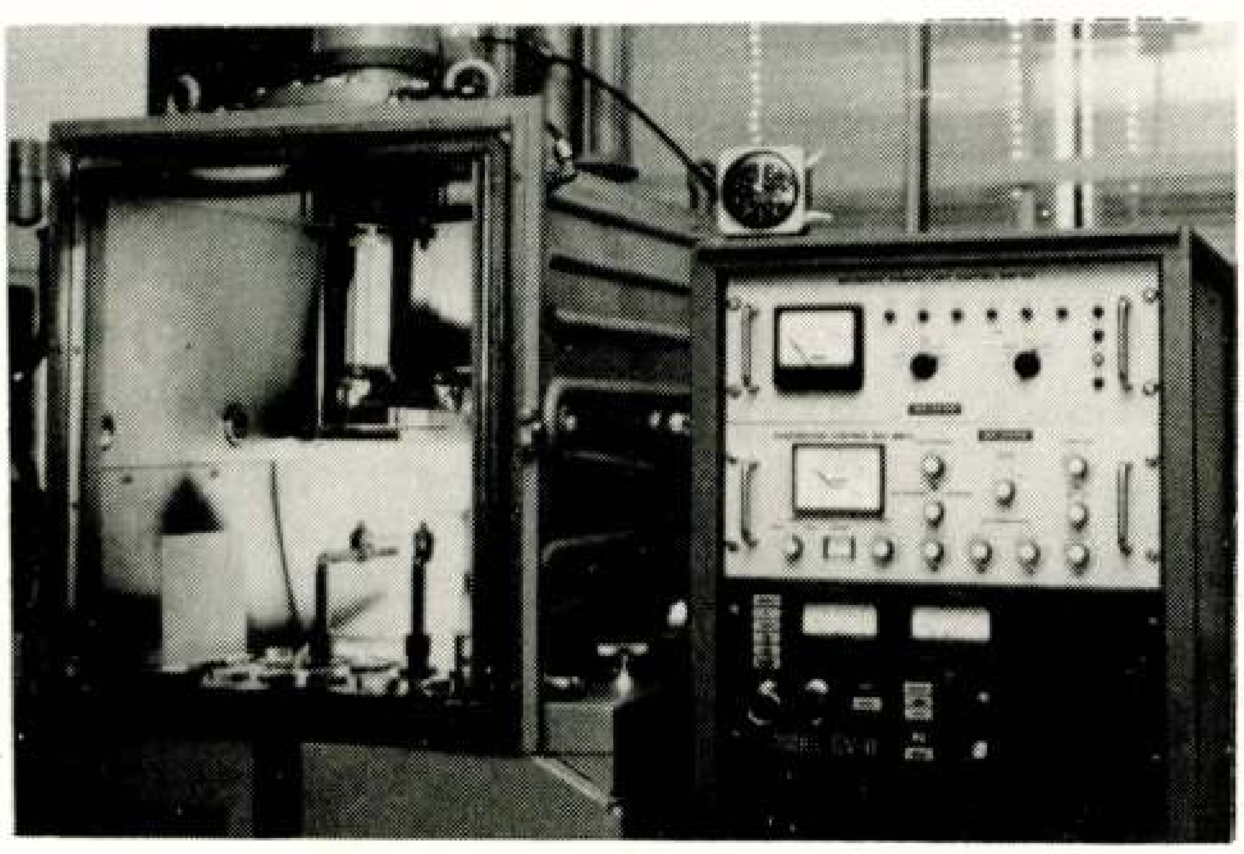


Fig. 5. Opdampklok voor het aanbrengen van aluminium lagen.

wolfraamdraad verhit schuitje gebruikt terwijl binnenkort een electronenkanon zal worden geïnstalleerd.

Nadat de kontaktbanen zijn geëtst wordt de Si-plak met voltooide geïntegreerde schakelingen gesinterd in een Lindberg oven bij 450°C in een natte stikstof atmosfeer om vooral de kwaliteit van de ohmse kontakten te verbeteren.

Het ligt in de bedoeling om in de toekomst nog 4 ovens voor het MOS proces aan te schaffen.

AFWERKING

Nadat alle processtappen zijn uitgevoerd worden de geïntegreerde schakelingen van elkaar gescheiden met behulp van een diamant krasapparaat merk Karl Süss.

De schakelingen ter grootte van enkele mm^2 worden op een voetje geplakt.

Met behulp van een ultrasoon lasapparaat merk Tempress worden de kontaktvlakken op de schakeling d.m.v. 25 µ aluminium draden verbonden met de kontaktpootjes van het voetje. Het is ook mogelijk om m.b.v. een thermocompressie lasapparaat merk Riber 25 µ gouddraden voor de verbindingen toe te passen.

Tenslotte wordt met een miniatuur lasapparaat merk Peco onder stikstof een dekseltje op het huisje gelast en is de geïntegreerde schakeling klaar voor gebruik. Voordat de Si-plak met behulp van het diamant krasapparaat wordt opgedeeld, is het gebruikelijk de geïntegreerde schakelingen te testen. Dit gebeurt op een testapparaat merk Karl Süss type KSM met 24 testpennen (Fig. 6). De karakteristieken worden met Tektronix en

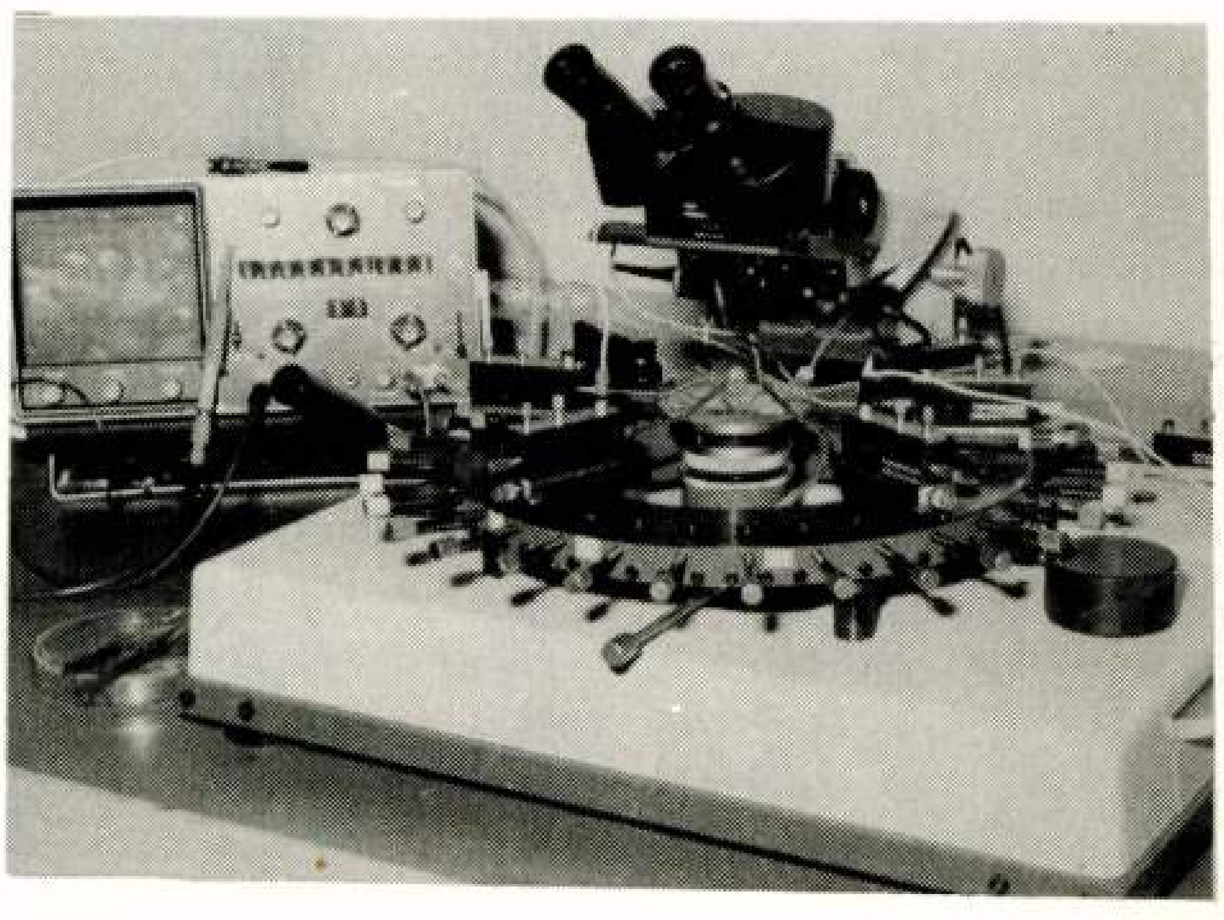


Fig. 6. Apparaat voor het testen van geïntegreerde schakelingen op de Si-plak, voordat ze worden gescheiden en in huisjes worden gemonteerd.

Philips meetapparatuur gecontroleerd.

Samenvattend kan gesteld worden, dat in het nieuwe atelier voor geïntegreerde schakelingen van de Afdeling

der Elektrotechniek te Delft in de huidige opzet bipolaire geïntegreerde schakelingen kunnen worden vervaardigd met een oppervlak van $1,9 \times 1,9\ mm^2$ en een kleinste lijnbreedte van circa 5 μ.

AFNEMERS

Het atelier is primair bedoeld om het onderwijs en het onderzoek in de moderne electronica bij de in één werkgroep samenwerkende vakgroepen t.w. de vakgroep electronica (analoge geïntegreerde schakelingen), de vakgroep elektronische techniek (digitale geïntegreerde schakelingen), de vakgroep elektronische instrumentatie (meetelectronica en transducenten) en de vakgroep elektrotechnische materialen (halfgeleiderfysica, technologie en komponenten) mogelijk te maken (Fig. 7).

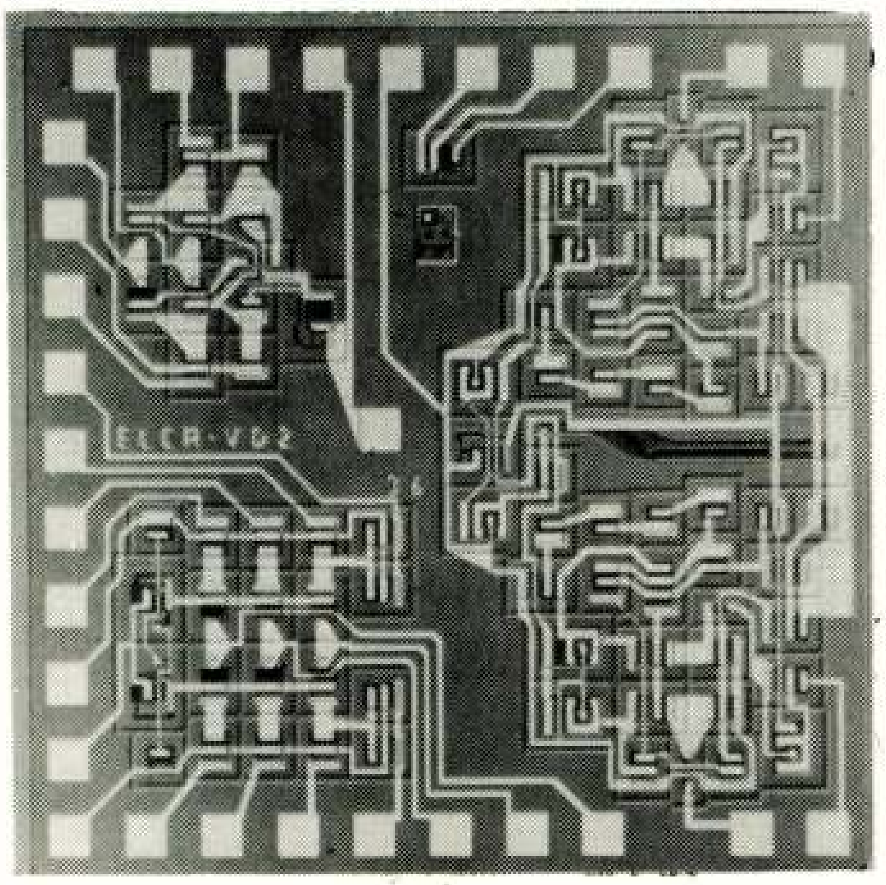


Fig. 7. Voorbeeld van een in het I.C.-atelier vervaardigde geïntegreerde schakeling. De afbeelding toont deelschakelingen voor een twee integrator oscillator schakeling, ontworpen door student J. v. Diggelen onder leiding van de wetenschappelijke medewerker F.X.M. Doorenbosch.

Ook andere vakgroepen hebben de mogelijkheid gebruik te maken van de faciliteiten van het atelier. Hoewel nog bescheiden zijn er ook reeds kontakten met andere universitaire instellingen en kleine industrieën geweest. De werkgroep hoopt dat in de toekomst het atelier in Nederland kan fungeren als niet-industrieel centrum voor halfgeleidertechniek en dat diegenen, die voor hun werk gebruik willen of moeten maken van de grote voordelen van de moderne electronica voor advies en eventueel kleine series bij het atelier terecht kunnen.

Zover het zich nu laat aanzien zal in de toekomst nadat voldoende routine is verkregen de capaciteit van het atelier liggen bij ongeveer 1 à 2 verschillende ontwerpen per week. Van elke schakeling kunnen vele honderden tegelijk worden gefabriceerd. Voor de fabricage van één schakeling blijken ongeveer honderd werkuren vereist.

Geschreven ter gelegenheid van de opening van het I.C. atelier op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD op 2 september 1976.

MONOLITHISCHE NULLOR, EEN UNIVERSEEL ACTIEF NETWERK ELEMENT.

Ir. J.H.Huijsing en Ir. J.de Korte
Technische Hogeschool Delft, afdeling der Elektrotechniek,
Laboratorium voor Elektronische Instrumentatie.

Het ontwerp van een monolithische nullor wordt beschreven. Dat is een universeel actief netwerk element met zwevende ingangs- en uitgangspoorten.

Het element is in staat een potentiaal verliesarm over te dragen van de éne ingangsklem naar de andere ingangsklem en een stroom verliesarm over te dragen van de ene uitgangsklem naar de andere uitgangsklem. De totale onnauwkeurigheid van de beide bewerkingen (1-maal versterking) ligt in de orde van 2.10^{-4}, bij een signaalniveau van 1 Volt en 1 mA. Het element heeft een bandbreedte van 25 MHz en kan signalen verwerken tot 10 Volt en 1 mA.

De beschikbaarheid van dergelijke actieve elementen maakt het mogelijk om het aantal actieve elementen en passieve precisie elementen te minimaliseren in realisaties van analoge systeemfuncties.

I. INLEIDING.

Wanneer actieve analoge functies volledig gerealiseerd moeten worden in een monolithisch geïntegreerd proces, wordt de nauwkeurigheid van de functie beperkt door de absolute of relatieve onnauwkeurigheid van de componenten van een standaard monolithisch proces. Deze onnauwkeurigheden bedragen respectievelijk 10% en 1%. Om deze beperking te vermijden kan het circuit in een actief en een passief stuk worden opgedeeld. Het extern aangebrachte netwerk met passieve precisie componenten bepaalt nauwkeurig de overdracht. Het actieve IC heeft de taak om een voldoende hoeveelheid lusversterking te leveren bij een lage ingangs-offset.



Fig.1. Nullor met extern netwerk.

Het concept van een universeel actief netwerk element werd door Tellegen geïntroduceerd in 1954 als ideale versterker [1]. De naam nullor, die tegenwoordig gangbaar is, werd gegeven door Carlin in 1964 [2]. Figuur 1 laat een netwerksymbool zien van een nullor. De nullor wordt gedefinieerd als een tweepoort, die aan de volgende betrekkingen voldoet:

$$v_i = o \quad , \quad i_i = o \qquad (1)$$
$$v_o \, , \, i_o \quad \text{willekeurig} \qquad (2)$$

Het concept van de nullor heeft alleen betekenis wanneer een extern netwerk (Fig.1) een terugkoppeling van de uitgangs- naar de ingangspoort verzorgt [3]. De uitgangsgrootheden v_o en i_o worden door het externe netwerk bepaald op zodanige wijze dat aan de ingangbetrekkingen (1) voldaan worden. Het externe netwerk mag passieve componenten en energie-bronnen bezitten.

Om een overdrachtsfunctie vast te leggen is een minimum aantal externe passieve componenten nodig. Zo is er bijvoorbeeld één weerstand nodig voor het vastleggen van een spanning - naar - stroom overdracht of de omgekeerde overdracht. Er zijn minimaal twee weerstanden nodig om een versterkingsfactor vast te leggen voor een spannings- of stroom-versterking. Geen enkele component is nodig, in principe, wanneer de overdrachtsfunctie een identiteit voorstelt. In dat geval dient een potentiaal of een stroom verliesarm overgedragen te worden van de ingangsklem naar de uitgangsklem.

Praktische uitvoeringen van een nullor zijn de inverterende analoge computer versterker (inv. amp.) en de operationele versterker (op. amp.). Deze benaderingen van een nullor leggen echter beperkingen op aan het universele karakter. De op. amp. heeft één klem van de uitgangspoort aan de voeding of aan de gemeenschappelijke aardklem. De inv. amp. heeft van beide poorten één klem geaard. Deze beperkingen hebben tot gevolg dat sommige overdrachtsfuncties slechts gerealiseerd kunnen worden met behulp van een groter aantal externe passieve componenten dan het genoemde minimum. Wanneer universele nullors gebruikt worden, met beide poorten zwevend, dan kunnen alle overdrachtsfuncties gerealiseerd worden met het minimum aantal externe precisie componenten.

II TOEPASSINGEN.

De nullor is in staat aan stromen en spanningen in elektrische netwerken de volgende relaties op te leggen:

1. een potentiaal-identiteit tussen de ingangsklemmen bij ingangsstromen gelijk aan nul;
2. een stroom-identiteit tussen de uitgangsklemmen bij willekeurige uitgangspotentialen.

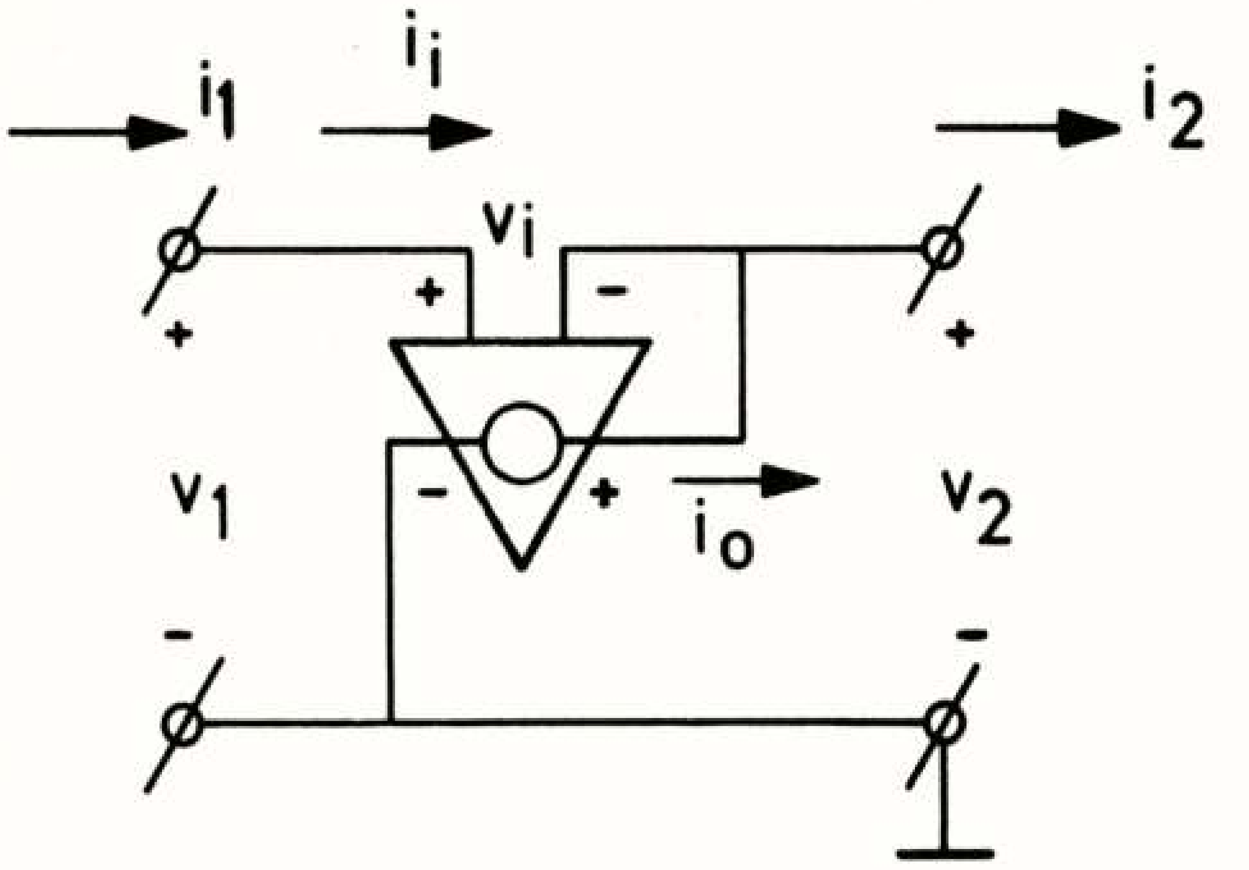


Fig.2.a Potentiaal- of spannings-volger ($v_2 = v_1$, $i_i = o$)

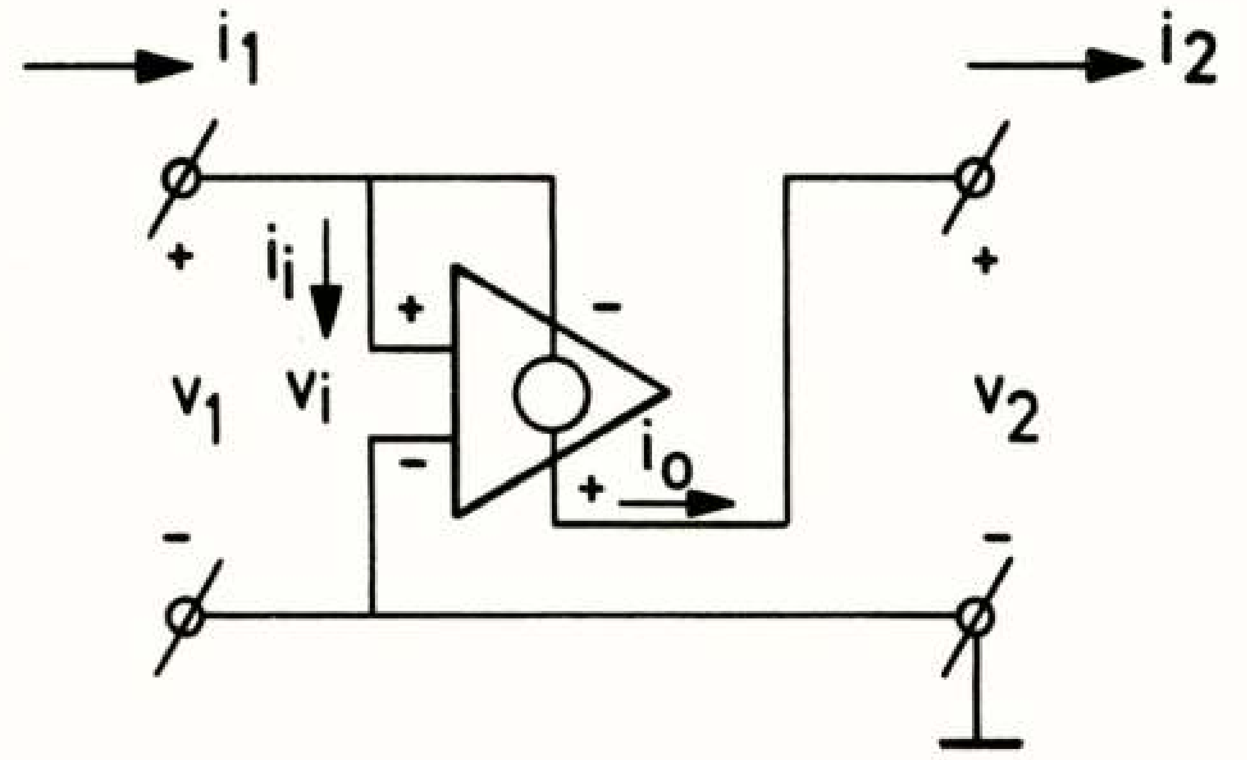


Fig.2.b Stroomvolger ($i_2 = i_1$, $v_i = o$).

De meest essentiële toepassing is de spannings- en stroomvolger. Bij de spanningsvolger (Fig.2.a) legt de nullor de relatie $v_2 = v_1$ vast, terwijl $i_1 = o$ en de uitgangsstroom i_2 bepaald wordt door de belasting. In het duale geval van de stroomvolger (Fig.2.b) legt de nullor de relatie $i_2 = i_1$ vast, terwijl $v_1 = o$ en de uitgangsspanning v_2 door de belasting bepaald wordt.

In de enkelvoudige spannings-stroom-omzetter (Fig.3.) draagt de nullor eerst de ingangspotentiaal v_1 over naar de weerstand (spanningsvolger) om ten tweede de stroom i_R door R naar de uitgang over te brengen (stroomvolger). De overdrachtsfunctie is $i_2/v_1 = 1/R$.

De instrumentatie versterker (Fig.4.) bestaat in principe uit de gebalanceerde versie van de spannings-stroom-omzetter, die door een weerstand R_2 belast wordt. De overdrachtsfunctie is $v_2/v_1 = -R_2/R_1$. De spannings-sense klemmen van beide weerstanden voeren geen stroom. Een derde nullor, die als spanningsvolger geschakeld is, buffert de uitgangsstroom.

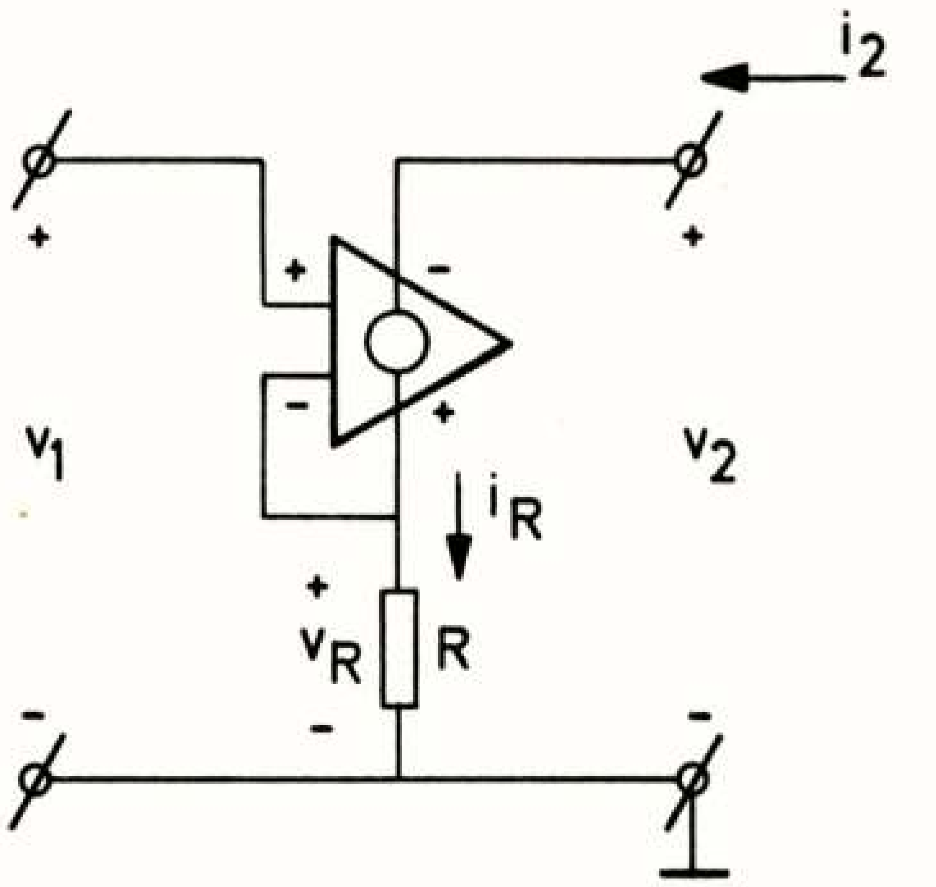


Fig.3. Spannings-stroom-omzetter ($i_2/v_1 = 1/R$).

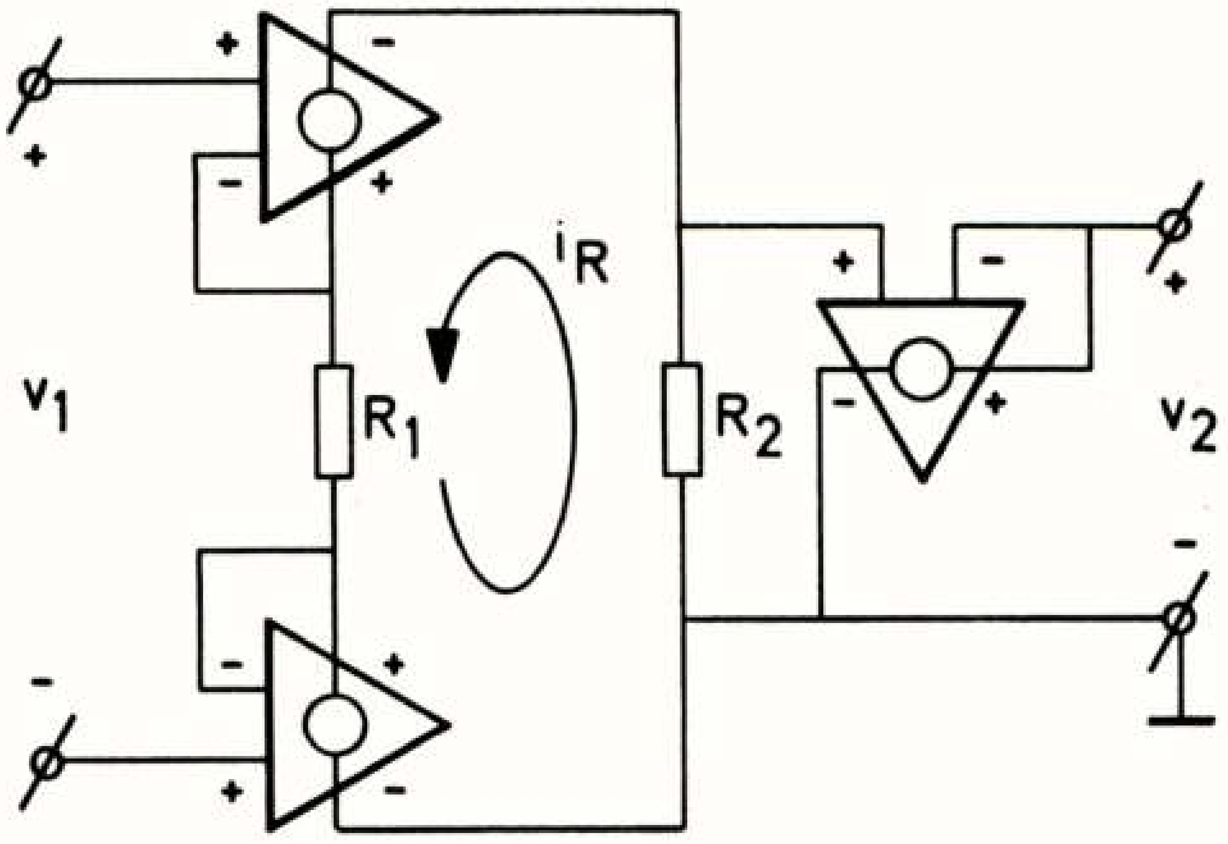


Fig.4. Instrumentatie versterker ($v_2/v_1 = -R_2/R_1$).

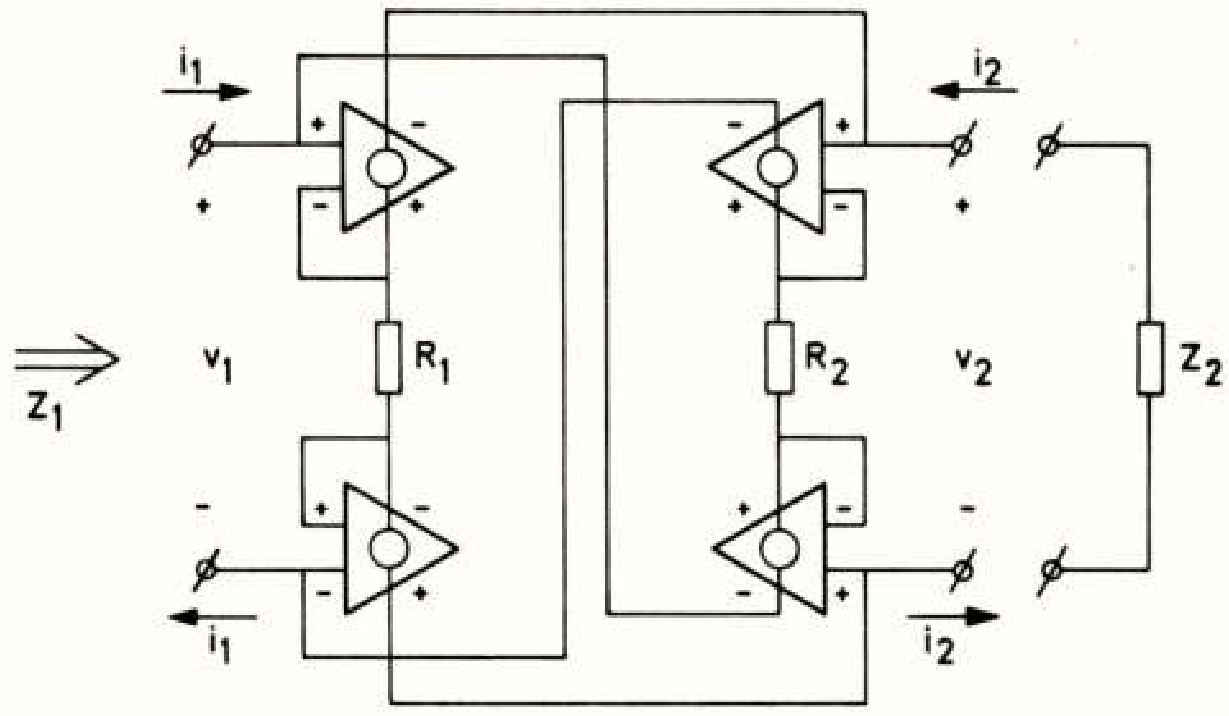


Fig.5. Zwevende gyrator met $G_1 = G_2$
($i_2 = v_1/R_1$, $i_1 = -v_2/R_2$, $Z_1 = R_1R_2/Z_2$).

Een volledig zwevende gyrator onstaat wanneer twee gebalanceerde spannings-stroom-omzetters met gelijke weerstanden R_1 en R_2 anti-parallel geschakeld worden (Fig.5.) |4|.

Opgemerkt wordt dat ieder van de genoemde nullor-

toepassingen slechts het absolute minimum van geen, één of twee externe precisie componenten behoeft voor een nauwkeurige vastlegging van de overdracht. Een veel groter aantal precisie weerstanden zou nodig zijn (behalve voor de spannings-volger) wanneer iedere functie met behulp van een operationele versterker gerealiseerd zou worden. Een nog groter aantal zou nodig zijn wanneer inverterende reken-versterkers gebruikt zouden worden.

III EISEN.

De nullors in de Figuren 2, 3, 4 en 5 zijn weergegeven door een symbool voor een gestuurde bron met volledig zwevende ingangs- en uitgangs poorten. Het doet er niet toe welke type bron gebruikt wordt (spannings- of stroomgestuurde spannings- of stroombron). De impedanties van de ingangspoort en uitgangspoort worden verondersteld noch nul noch oneindig te zijn, maar daar tussenin te liggen.

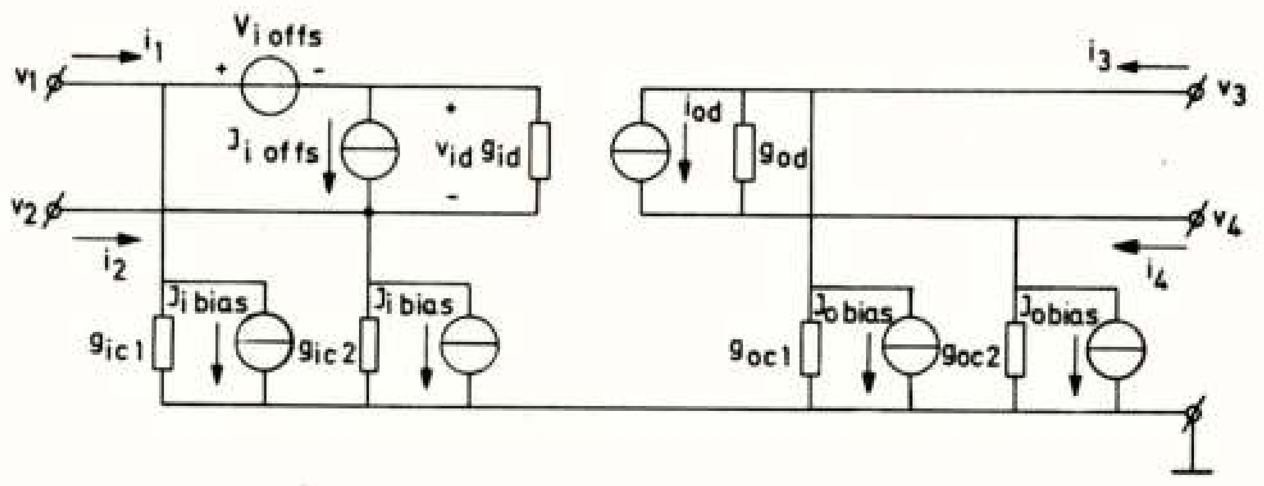


Fig.6. Equivalent nullor-circuit, zonder interne terugkoppeling.

Een equivalent nullor circuit is in Fig.6. gegeven. Het actieve element wordt voorgesteld door een spanningsgestuurde stroombron i_{od} met transconductantie s ($i_{od} = s.v_{id}$). De belangrijkste poortadmittanties zijn g_{od} en g_{id}. Alle andere elementen representeren parasitaire effecten, zoals: differential-mode ingangsoffsetspanning $V_{i\ offs}$ en -stroom $I_{i\ offs}$; common-mode instelstromen aan de ingang $I_{i\ bias}$ en aan de uitgang $I_{o\ bias}$; vier admittanties g_{ic1}, g_{ic2}, g_{oc1}, g_{oc2}, die de vier klemmen met de gemeenschappelijke aardklem verbinden.

Laten we nu nagaan aan welke eisen voldaan moet worden door een praktische nullor teneinde het ideale gedrag van de beide volgers van Fig.2 te benaderen.

Afwijkingen van het ideale gedrag van de spanningsvolger zijn: het spanningsverlies $v_i = v_1 - v_2$ en het ongelijk zijn aan de nul van de ingangsstroom i_i. Iedere grootheid v_i en i_i is de som van:

1. een ingangsstuurcomponent,
2. een component veroorzaakt door de common-mode-spannings invloed,
3. een bias en een offset component.

De ingangs stuurcomponent kan willekeurig klein gemaakt worden door het vergroten van de interne versterking van de gestuurde bron, onder de voorwaarde van hoogfrequent stabiliteit. De common-mode storing kan klein gehouden worden door het verbeteren van de isolatie van de ingangspoort t.o.v. aarde. De bias en offset componenten, die het karakter hebben van DC, drift en ruis, worden vooral bepaald door de keus van de componenten in het ingangscircuit van de versterker.

Afwijkingen van het ideale gedrag van de stroomvolger zijn: het stroomverlies $\Delta i = i_2 - i_1$ en het niet nul zijn van de ingangsspanning v_i. Het stroomverlies Δi is de som van:

1. de ingangspoortstroom i_i,
2. een common-mode lekstroom Δi_o uit de uitgangspoort.

De ingangsgrootheden v_i en i_i kunnen klein gemaakt worden, zoals eerder aangegeven is. De lekstroom Δi_o uit de uitgangspoort kan klein gemaakt worden door het verbeteren van de isolatie van het uitgangs poortcircuit t.o.v. aarde.

Een samenvatting van de eisen voor de nullor is:

1. hoge interne versterking,
2. onafhankelijk zwevende in- en uitgangs poorten,
3. lage waarden van de bias-stroom en offset.

Het feit dat de nullor geen interne precisie componenten behoeft, maakt hem ideaal geschikt voor fabricage in een standaard monolithisch integratie proces.

IV CIRCUIT ONTWERP VAN EEN NULLOR.

Een eenvoudige 3-klemmen configuratie is getekend Fig.7. [7]. De ingangstrap bestaat uit een long-tailed-pair ingangsversterker V_1 en een (Darlington) regeltransistor Q_1. De potentiaal op de ingangsklem (1) wordt gevolgd

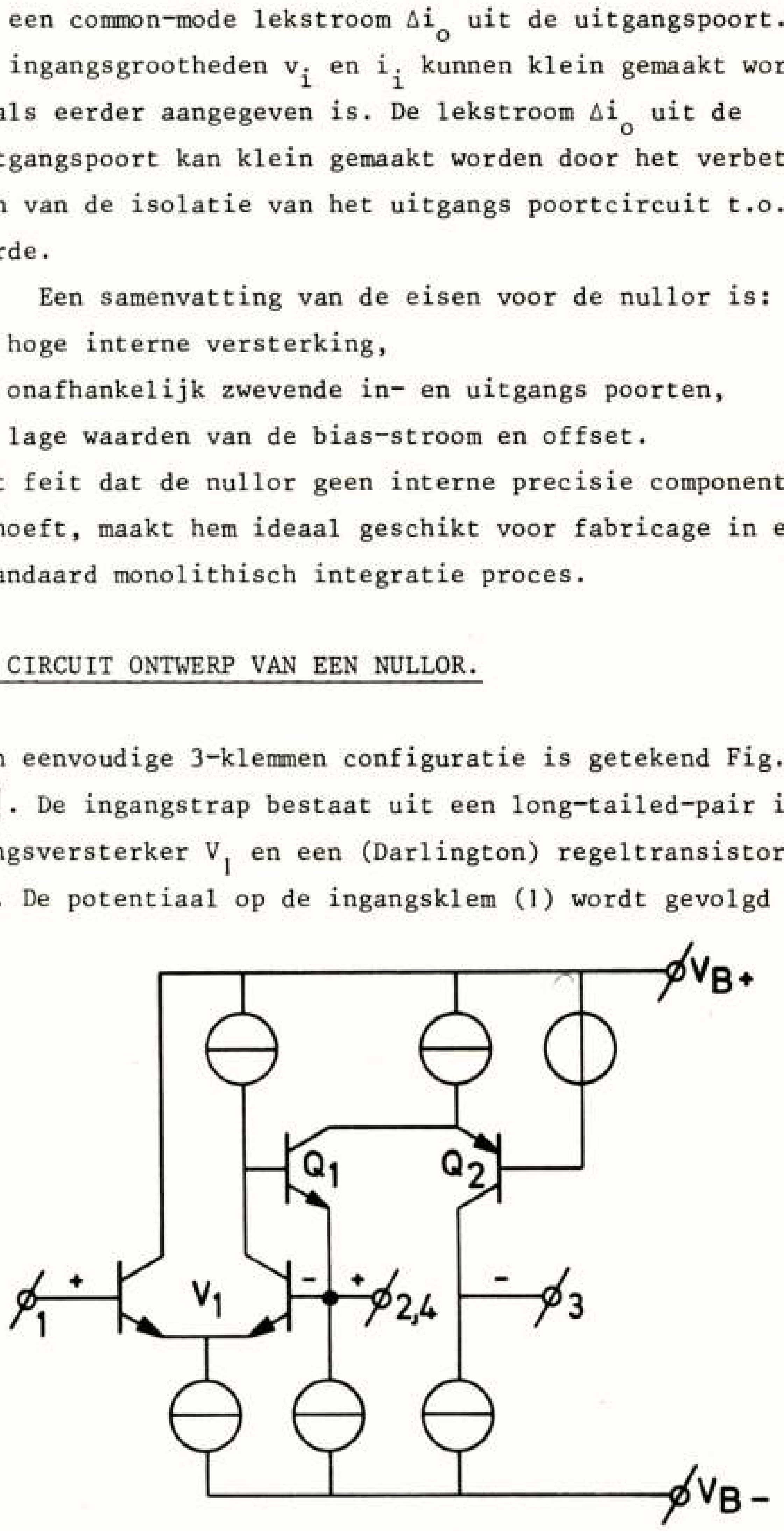


Fig.7. Principe van een eenvoudige 3-klemmen nullor.

door de ingangs-uitgangsklem (2,4), waarvan de stroom verliesarm wordt overgedragen. naar de uitgangsklem (3) door de transistoren Q_1 en Q_2. De (super) PNP transistor Q_2 is ingevoegd om de unipolaire beperking van Q_1 te ontgaan. Wanneer een stroomspiegel gebruikt zou worden, inplaats van een stroomvolger Q_2, zou de onnauwkeurigheid van de schakeling even groot worden als de 1% relatieve onnauwkeurigheid van twee geïntegreerde weerstanden.

Behoudens offset, kan de onnauwkeurigheid van de stroomvolger zeer klein gemaakt worden door het gebruik van samengestelde transistoren met zeer lage basis-lekstroom.

De genoemde methode heeft enkele gebreken:

1. De ingangs- en uitgangspoort zijn verbonden.
2. De basisstroom van Q_1 en Q_2 dragen beide bij aan een stroomlek.
3. De PNP transistor Q_2 beperkt de bandbreedte van het geheel.

Deze gebreken kunnen opgeheven worden door de volgende maatregelen. Wanneer de NPN transistor Q_1 (Fig.7) vervangen wordt door een PNP transistor Q_1 (Fig.8.a), dan compenseren de basisstromen van beide transistoren elkaar voor de stroomoverdracht van klem 4 naar klem 3.

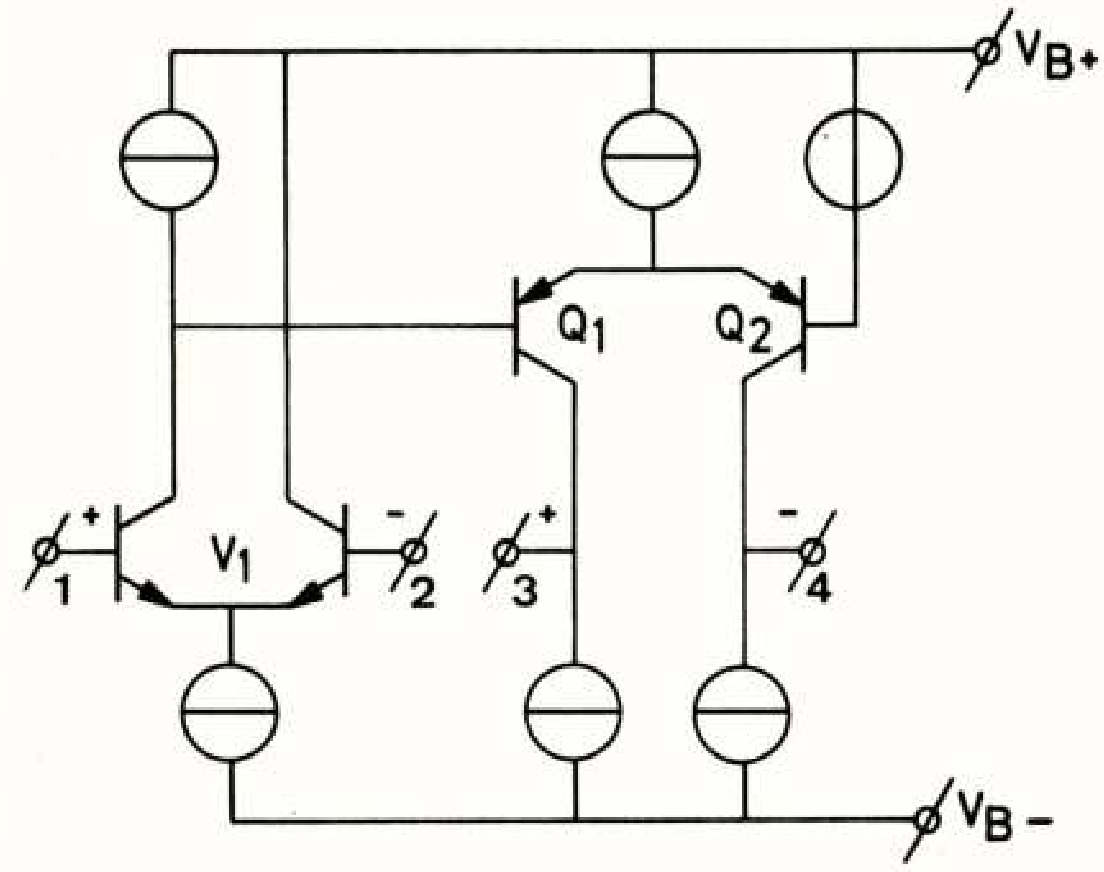


Fig.8a Principe van een nullor met een long-tailed-pair PNP uitgangstransistoren.

Bovendien is er nu geen bezwaar tegen het loskoppelen van klem 2 en klem 4, zodat beide poorten onafhankelijk zijn (Fig.8a). Het hoogfrequent gedrag van de uitgangstrap kan sterk verbeterd worden door NPN transistoren i.p.v. PNP transistoren te nemen (Fig.8b) [5]. Een gevolg van deze keuze is dat een spanningsniveau-verschuiver nodig is om de uitgangstrap aan de ingangstrap te koppelen. De ingangspoort van deze configuratie verkrijgt zijn zwevende karakter door de hoge impedanties van de collectors van de ingangstransistoren en van de staartstroombron, die de ingangspoort met de voedingsklemmen verbindt. De uitgangspoort van deze configuratie kan beschouwd worden als een stelsel van twee communicerende vaten voor stromen bij hoge uitgangsimpedanties. Dit geeft de uitgangspoort haar zwevende karakter.

Een uitgewerkt schema van een circuit, gebaseerd op de genoemde principes is gegeven in Fig.9.

De ingangstrap bestaat uit een"long-tailed-pair" NPN transistoren (Q_{19}, Q_{20}) en is voorzien van basisstroomcompensatie teneinde de ingangs-biasstroom te verkleinen. Darlington transistoren met lage basisstroom zijn vermeden vanwege het slechtere hoogfrequent gedrag.

Een symmetrische spanningsniveau-verschuiver koppelt de ingangs- en uitgangstrap. De niveauverschuiver bestaat uit twee PNP transistoren (Q_{29}, Q_{30}) in gemeenschappelijke basis-schakeling. Om een éénmalige stroomversterking van DC tot zeer hoge frequenties te benaderen, ondanks het slechte hoogfrequent gedrag van de laterale PNP's, is het Split-frequency-band principe toegepast

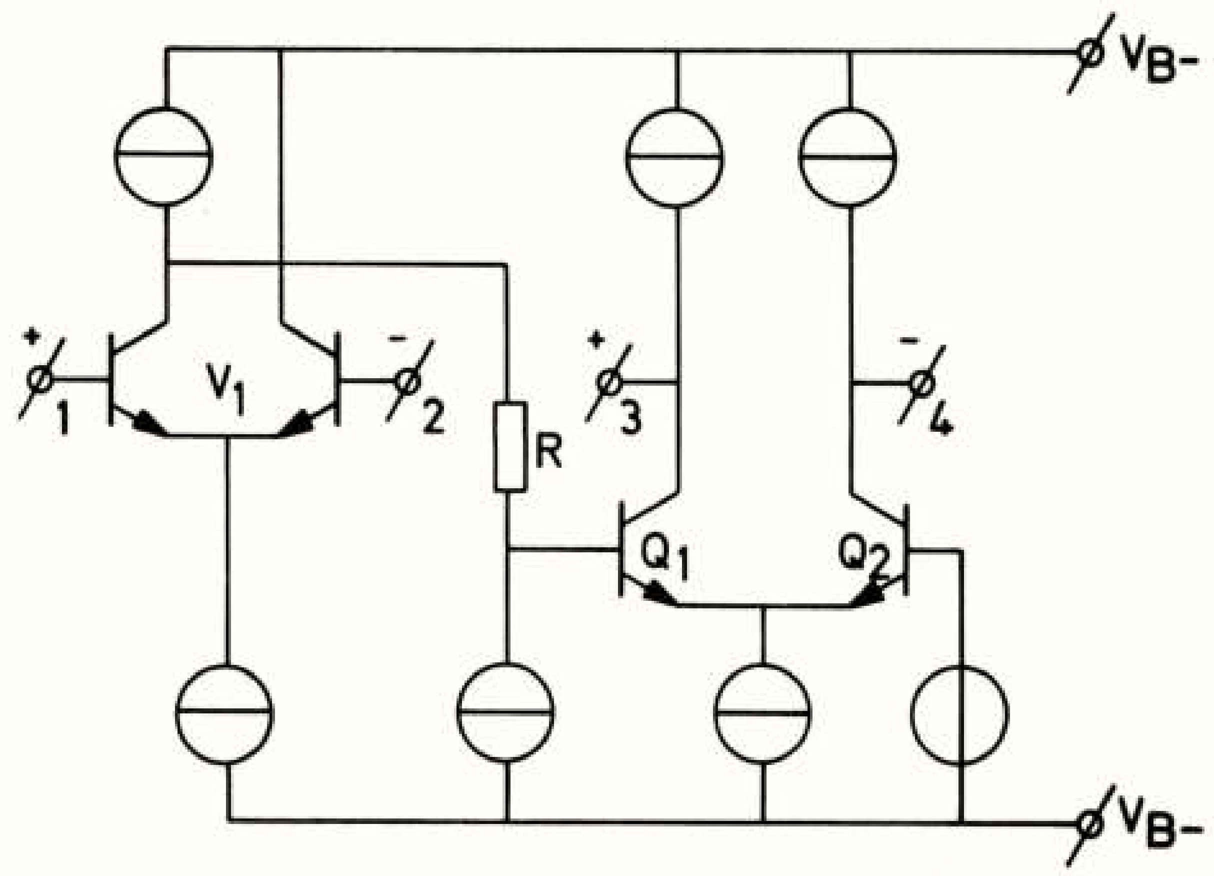


Fig.8b Principe van een nullor met NPN uitgangstransistoren.

door introductie van de all-pass netwerken R_1C_1 en R_2C_2 [8]. Signalen met frequenties boven het kantelpunt van de all-pass netwerken passeren voornamelijk de weerstanden R_1 en R_2 en de PNP's, terwijl signalen met hogere frequenties direct via de capaciteiten C_1 en C_2 lopen. Om de amplitude karakteristiek, die enigzins verzwakt is bij hoge frequenties door parasitaire capaciteiten aan de ingangen van de all-pass netwerken recht te trekken, is het weerstandsnetwerk R_3,R_4 en R_5 ingevoegd dat bij lage frequenties een overeenkomstige verzwakking geeft. Voor een externe nul regeling van de ingangs-offsetspanning, zijn de emitters van Q_{29} en Q_{30} extern uitgevoerd.

Het hart van de uitgangstrap bestaat uit een long-tailed-pair Darlington NPN transistoren (Q_1-Q_4). De nullor is ontworpen om te werken bij nominaal 1 mA; dus zijn de uitgangstransistoren ingesteld op 1,1 mA door middel van de stroombronnen Q_5 en Q_6. Het gemeenschappelijke emitterpunt van het paar regelt de negatieve instelstroombronnen van de niveau verschuivers. Schending van het ideaal-zwevende gedrag van de uitgangspoort heeft twee oorzaken. Ten eerste veroorzaakt het verschil in stroomversterking ($\beta_1\beta_3$) en ($\beta_2\beta_4$) van de Darlington transistors een lekstroom, die op een fractie van 10^{-5} van de uitgangsstroom begroot kan worden. Ten tweede veroorzaken de collector-basis impedanties van de Darlington transistoren en de impedanties van de belastingsstroombronnen in de collector circuits een stroomverlies dat een functie is van de spanningen op beide uitgangsklemmen. Een compromis tussen het hoogfrequent gedrag en de collector-basis impedantie (≈10 MΩ) van de

Darlington transistors Q_3 en Q_4 wordt gevonden bij een stroominstelling van 0,2 mA. Speciale aandacht is besteed aan het ontwerp van de stroombron circuits (1,1 mA) in de collectors. De uitgangsimpedanties van deze bronnen, die bestaan uit de laterale PNP transistoren Q_9 en Q_{13}, worden verhoogd door terugkoppeling van de basisstromen naar de emitters door de NPN transistoren Q_{10} en Q_{14} [9]. Een verdere toename van de uitgangsimpedanties is verkregen door samengestelde stroombronnen [6,7] in de emitters. De hoogte van de uitgangsimpedanties wordt tenslotte beperkt tot een waarde van ongeveer 10 MΩ door de gemoduleerde substraatlekstroom van de laterale PNP's. Deze configuratie bezit een relatief hoge slew-rate en lage uitgangs capaciteit.

De DC bias-stroom $I_{o\ bias}$ aan de uitgangspoort ontstaat door een misaanpassing van de onder- en bovenstroombronnen. Om deze misaanpassing langs natuurlijke weg te minimaliseren, is een model-circuit ontworpen (Q_{34}-Q_{41}) van één helft van het uitgangscircuit. Het stroomverschil tussen de boven- en onderstroombron in het model wordt versterkt door het Darlington-paar Q_{43} en Q_{44} en wordt op een waarde dicht bij nul geregeld door het instelcircuit. De overblijvende misaanpassing wordt nu nog slechts veroorzaakt door relatieve verschillen in de stroom-bepalende weerstanden R_{10}, R_{11}, R_{19} en R_{12}, R_{13}, R_{20} van de respectievelijke stroombronnen. Wanneer we deze relatieve ongelijkheid op 0,5% begroten, kan de uitgangs-biasstroom op 10 µA geschat worden, zonder trimmen. De bias stroom kan op nul geregeld worden door een externe potentiometer tussen de emitter-aansluitingen van de positieve stroombron van het model en één der andere positieve stroombronnen.

Het hoogfrequent gedrag van de nullor wordt bepaald door de NPN ingangstrap en de NPN uitgangstrap. De laatste trap wordt symmetrisch teruggekoppeld met Miller capaciteiten C_3 en C_4. Dit resulteert in een 6-db per octaaf helling van de amplitude karakteristiek, welke noodzakelijk is voor de hoogfrequent stabiliteit indien de nullor extern teruggekoppeld wordt. De Miller capaciteiten zorgen ook voor lage hoogfrequent impedanties op de ingangen van de uitgangstrap, nodig voor een goed gedrag van de all-pass netwerken in de niveau verschuivers. De keuze van de emitter weerstanden R_8 en R_9 in de ingangstrap is gebaseerd op een compromis tussen slew-rate en DC gain. De emitter weerstanden R_6 en R_7 behoeden de Darlington uitgangstransistoren voor lokale HF oscillaties.

Een microfoto van de IC is afgebeeld in Fig.10.

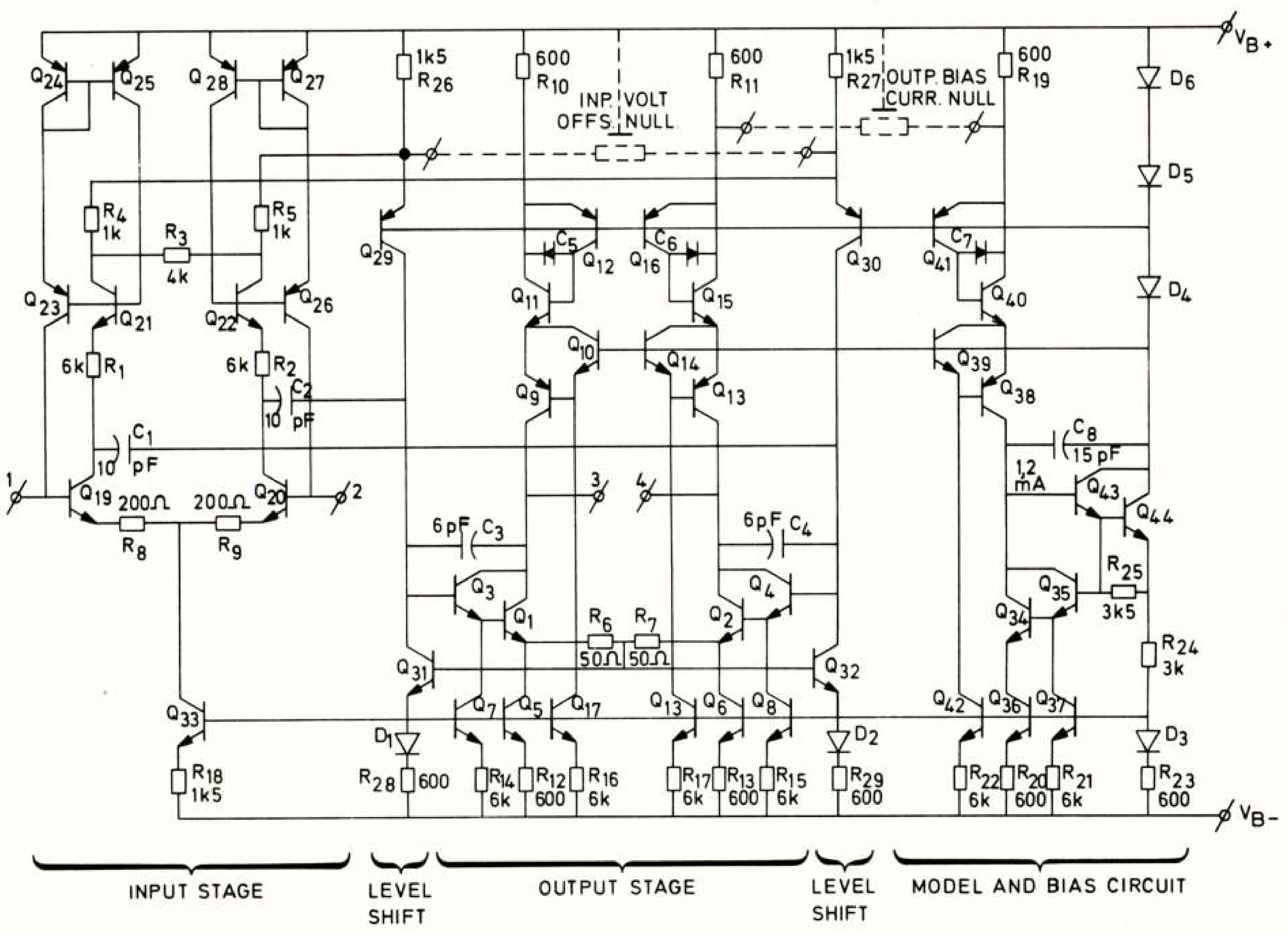


Fig.9 Schema van de nullor.

De afmetingen van de chip zijn ca 2,1 x 1,8 mm^2. Een standaard linear proces is gebruikt.

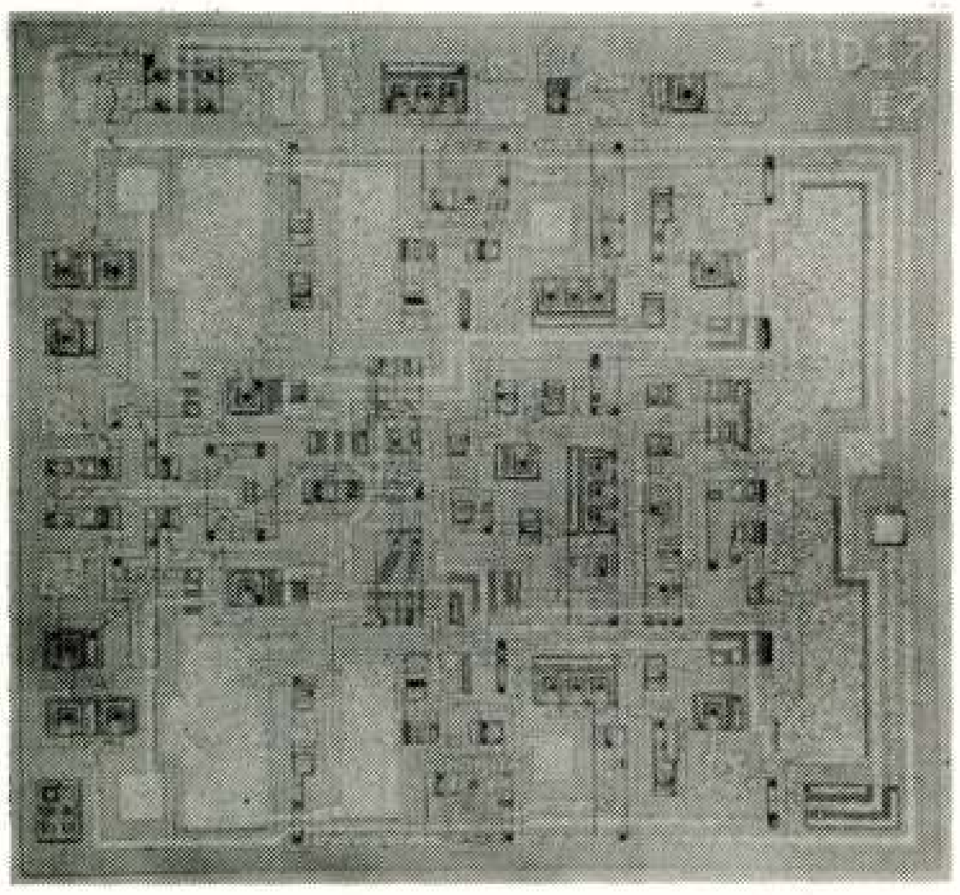


Fig.10 Microfoto van de nullor.

De nullor kan gemakkelijk uitgebreid worden door de toevoeging van één of meer symmetrische delen van de bestaande ingangstrap, niveau verschuiver, en uitgangstrap aan de betreffende trappen. De emitters van de toegevoegde ingangs- en Darlington uitgangs-transistoren moeten daarbij verbonden worden aan de gemeenschappelijke emitterpunten van de betreffende trapppen. Op deze wijze ontstaat een uitgebreide versie van de nullor, met meer dan twee ingangs- en uitgangsklemmen. De uitgebreide nullor is in staat om de potentialen op alle ingangen gelijk te maken en om de som van alle uitgangsstromen nul te maken, wanneer een externe terugkoppeling tussen alle uitgangs- en alle ingangsklemmen is aangebracht [10].

V MEETRESULTATEN.

Tabel 1 geeft de "typical" waarden van de belangrijkste meetresultaten van een set van 15 monolithische nullors. De parameters worden gedefinieerd door het vervangschema van Fig.6. Voor de uitgangstrap van een nullor kan een common-mode rejection (CMRR) H_o gedefinieerd worden als het quotiënt van een differentiële uitgangsstroom i_{od} en een common-mode uitgangsstroom i_{oc} (modulatie van de uitgangs-bias-stroom $I_{o\ bias}$), die beide het resultaat zijn van dezelfde ingangs-stuurgrootheid. Deze CMRR is de tegenhanger van de gebruikelijke CMRR H_i, die gedefinieerd kan worden als het quotiënt van een common-mode ingangsspanning v_{ic} en een equivalente differential-mode ingangsspanning v_{id}, die beide de zelfde uitgangsgrootheid leveren.

Een bode diagram van de hoogfrequente open-lus versterking (beide uitgangsklemmen belast met 5 kΩ) is getekend in Fig.11. De o-dB-frequentie is 16 M Hz bij een fase marge van 60 graden.

De meetresultaten van tabel 2 verwijzen naar de

Tabel 1. Eigenschappen van de monolithische nullor.

Specifieke waarden bij T_a = 25°C en V_{voed}	= ± 15 V
s (bij frequenties lager dan 1 MHz	5 A/V
H_i (bij lage frequenties)	3.10^5
H_o (bij lage frequenties)	$>1.10^5$
$r_{ic}=1/g_{ic}$	>10 MΩ
$r_{oc}=1g_{oc}$, C_{oc} (op de niet-teruggekoppelde uitgangsklem)	8;MΩ 20;pF
$I_{i\ offs}$	30 nA
$V_{i\ offs}$ (niet getrimd)	2 mV
$\Delta V_{i\ offs}/\Delta T$	15 µV/°C
$I_{i\ bias}$	-60 nA
$I_{o\ bias}$ (niet getrimd)	10 µA
3-dB Bandbreedte (interne frequentie bij één maal compensatie) versterking	25 MHz
Slew rate (beide uitgangsklemmen	15 V/µsec
v_{ic} max belast met 5 kΩ)	±11 V
v_o max	±11 V
i_o max	± 1,2 mA
Voedingsstroom	6,5 mA
Equivalente ingangs-serie-ruisweerstand(bij 1 kHz, 1 kΩ bij 10 kHz)	2 kΩ
Equivalente ingangs-parallel-ruisweerstand(bij 1 kHz, 15 kΩ bij 10 kHz)	2 kΩ

instrumentatie versterker van Fig.4, met R_1 = 300Ω en R_2 = 3kΩ. Om de totale onnauwkeurigheid te minimaliseren

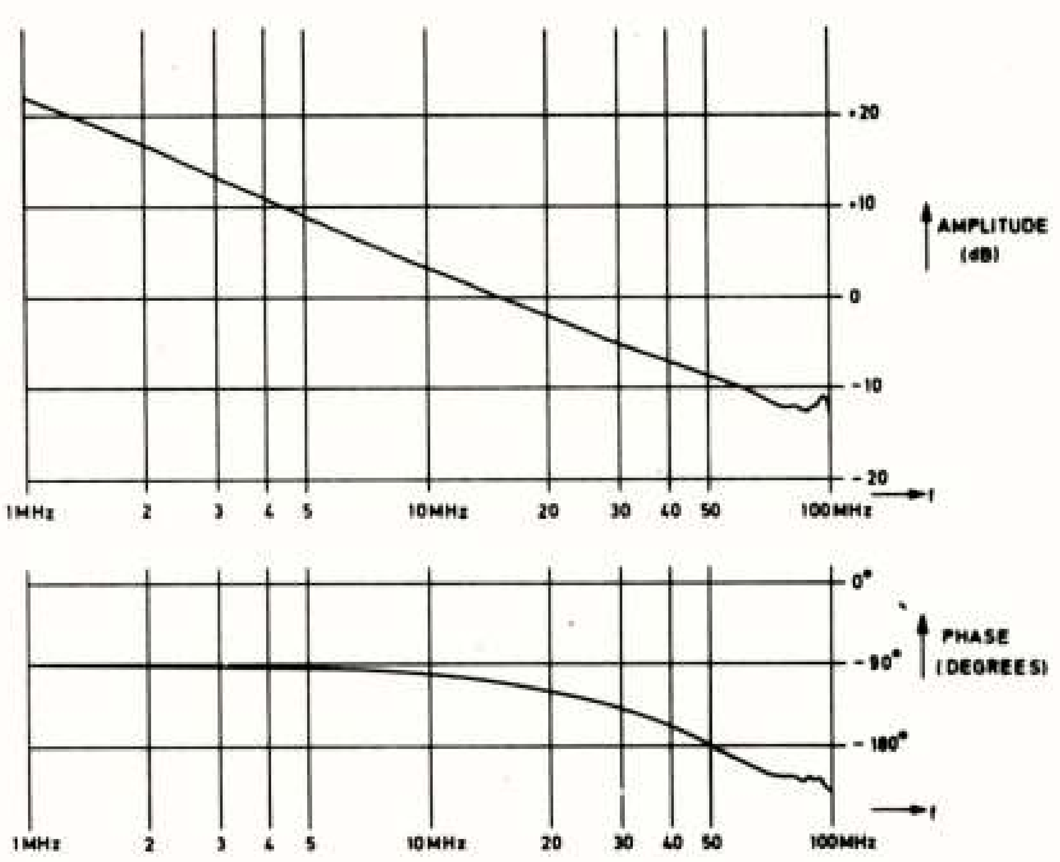


Fig.11 Bode-diagram van de open-loop versterking.

werden de waarden van R_1 en R_2 gekozen rond het geometrische centrum (≈1 kΩ) van de spanningsvolger-uitgangsimpedantie 1/S ≈ 0,2Ω en de stroomvolger-uitgangsimpedantie r_{oc} ≈ 8 MΩ.

De kwaliteits factor Q van het resonantie circuit, bestaande uit de gyrator van Fig.5, aan de beide zijden belast met gelijke capaciteiten C_1 en C_2, is in Fig.12 geschetst als een functie van de resonantie frequentie

$f_c = 1/2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$. De gyrator werd hierbij niet gecompenseerd voor een constante kwaliteitsfactor bij hoge frequenties.

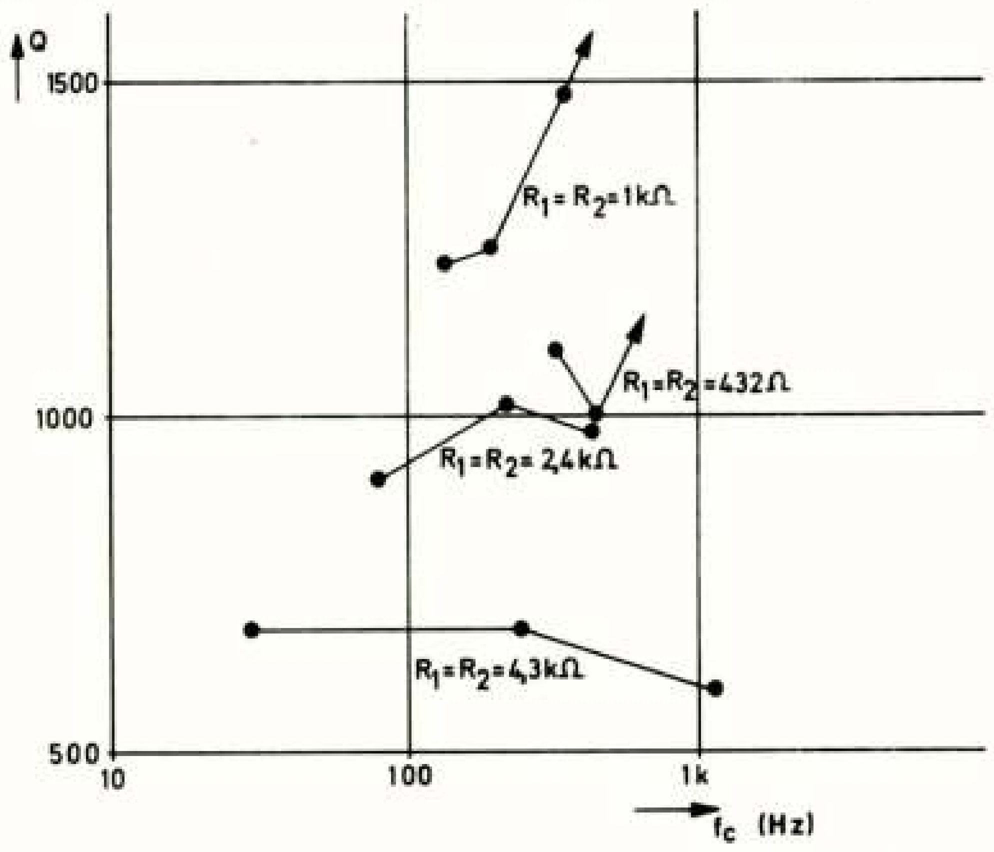


Fig.12 Kwaliteitsfactor Q van de gyrator, aan beide zijden belast met gelijke capaciteiten.

Tabel 2. Eigenschappen van de instrumentatie versterker.

Specifieke waarden bij $T_A = 25°C$ en $V_{voed} = \pm 15$ V

Nominale spann. versterking (R_2 = 3 kΩ, R_1 = 300Ω)	10
Onnauwkeurigheid (afwijking van nominale versterking)	0,2%
Totale harmonische distorsie (uitgangsspann. 20 V_{pp})	10^{-4}
Bandbreedte (omgekeerd evenredig met R_2)	3 MHz
Slew rate	15 V/μsec
Uitgangsimpedantie	0,2 Ω
CMRR (C-M spanning 10 V_{pp})	110 dB
Ingangsimpedantie	10 MΩ
Equivalente ingangs-serie-ruisweerstand (bij 1 kHz, 2 kΩ bij 10 kHz))	4 kΩ
Equivalente ingangs-parallel-ruisweerstand (bij 1 kHz, 15 kΩ bij 10 kHz))	2 kΩ

VI CONCLUSIES.

Het ontwerp van een monolithisch universeel netwerk element is beschreven, die een goede benadering is van een nullor. Zonder gebruik te maken van externe (of interne) precisie componenten is het element in staat om, bij een eenmalige versterking, een potentiaal tussen de ingangsklemmen en een stroom tussen de uitgangsklemmen over te dragen. De totale onnauwkeurigheid waarmee beide bewerkingen kunnen worden verricht ligt in de orde van 2.10^{-4} bij een signaalniveau van 1 Volt en 1 mA en bij afgeregelde ingangs-offsetspanning en uitgangs-biasstroom. Het element heeft een bandbreedte van 25 MHz, een slew-rate van 15 V/μsec en kan signaalniveaus verwerken tot 10 Volt en 1 mA.

In toepassingen waar het universele karakter niet volledig benut wordt, bijvoorbeeld wanneer de signalen unipolair zijn, kunnen eenvoudiger circuits gebruikt worden.

De uitgebreide nullor, met meer dan twee ingangs- en uitgangsklemmen, is instaat om alle ingangspotentialen gelijk te maken, terwijl de som van alle uitgangsstromen nul is.

De basis conceptie van een nullor is nuttig voor de ontwerpen van nauwkeurige analoge electronische systemen om het benodigde aantal actieve componenten en passieve precisie componenten te kunnen minimaliseren.

De auteurs spreken hun dank uit E.F.A.Deprettere van het laboratorium voor Netwerktheorie, afdeling Elektrotechniek, TH Delft, voor de stimulerende discussies met hem. De auteurs zijn de N.V.Philips te Eindhoven en Nijmegen erkentelijk voor het doen integreren van de nullor.

REFERENTIES.

1. B.D.H. Tellegen,
"La recherche pour une serie complete d'elements de circuit idéaux non-lineaires",
Rendicouti Del Seminario Matematico e Fisico di Milano,
vol. 25, April 1954, pp. 134-144.

2. H.J.Carlin,
"Singular Network Elements",
IEEE Transactions on Circuit Theory,
vol. 11, March 1964, pp. 67-72.

3. B.D.H.Tellegen,
"On Nullators and Norators",
IEEE Transactions on Circuit Theory,
vol. 13, Dec. 1966, pp. 466-469.

4. K.M.Adams, E.F.A.Deprettere and J.O. Voorman,
"The Gyrator in Electronic Systems",
Academic Press, Inc. San Fransisco,
Advances in Electronics and Electron Physics,
vol. 37, 1975, pp. 79-179.

5. H.R.Trimmel and W.E.Heinlein,
"Fully Floating Chain-Type Gyrator Circuit Using

5. H.R.Trimmel and W.E.Heinlein,
"Fully Floating Chain-Type Gyrator Circuit Using Operational Transconductance Amplifiers",
IEEE Transactions on Circuit Theory,
vol. 18, November 1971, pp. 719-721.

6. H.O.Voorman and A.Biesheuvel,
"An Electronic Gyrator",
IEEE Journal of Solid State Circuits,
vol. SC7, no. 6, Dec. 1972, pp. 469-473.

7. A.T. van Zanten and J.H.Huijsing,
"An accurate integrated Voltage-to-Current converter",
IEEE Journal of Solid State Circuits,
vol. SC10, no. 6, Dec. 1975, pp. 432-443.

8. J.H.Huijsing and F.Tol,
"Monolithic Operational Amplifier Design with improved HF behavior",
IEEE Journal of Solid State Circuits,
vol. SC11, no. 2, April 1976.

9. P.J.Baxandall, E.W.Shallow,
"Constant Current Source with Unusually High Internal Resistance and Good Temperature Stability",
Electronic Letters,
vol. 2, no. 9, Sept. 1966, pp. 351-352.

10. R.H.Riordan,
"The Triamplifier, a New Circuit Element, and its Use in Active Filters",
IEEE Journal of Solid State Circuits,
vol. SC10, no. 6, Dec. 1975, pp. 505-508.

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

INTEGREERBARE RICHTINGSGEVOELIGE STROOMSNELHEIDSMETER;

Ir. R.W.M. van Riet

laboratorium voor elektronische instrumentatie, T.H. Delft

Careful investigation of the cooling of a heated body in a flow shows that in integrated silicon technology a very small flowmeter can be made with a well-defined direction-dependent response over a wide range of flow speeds.

Inleiding.

Stroomsnelheid, misschien meer dan enige andere fysische grootheid, wordt tot op heden vaak op een vrij grove en primitieve manier gemeten. Ik zou in dit verband de turbine-stroomsnelheidsmeter willen noemen, die, in een pijp opgesteld, door de stroming in draaiende beweging wordt gebracht. Van de omwentelingssnelheid wordt vervolgens een elektrisch signaal afgeleid. De meest geavanceerde meter is waarschijnlijk de hittedraad-anemometer; dit is een uiterst dun draadje van platina, dat door een elektrische stroom verhit wordt en waarbij de weerstandsverandering als gevolg van afkoeling door een langsstromend medium gemeten wordt. De grootste bezwaren tegen deze meetopnemer zijn de kleine signaalafgifte, en dientengevolge de grote storingsgevoeligheid, de kwetsbaarheid en de vrij hoge kostprijs, veroorzaakt door de benodigde fijnmechanische bewerkingen tijdens de fabricage, die voor elk exemplaar apart moeten worden uitgevoerd.

Als het mogelijk zou zijn, een stromingsmeter volgens een dergelijk principe als geïntegreerde schakeling uit te voeren, vallen de genoemde bezwaren direkt weg. Een grotere signaalafgifte, en dus een grotere storingsongevoeligheid, kan bereikt worden door een versterker of eventueel een spannings-frequentie omzetter mee te integreren, dit tegen te verwaarlozen extra kosten. Het platinadraadje in de hittedraad-anemometer hangt vrij in het langsstromende medium, en is daardoor kwetsbaar; een geïntegreerde schakeling verkrijgt zijn stevigheid door de drager waarop hij gemonteerd is. Tenslotte blijven de fabricagekosten relatief laag, aangezien de meeste bewerkingen per plak, dus voor een groot aantal schakelingen tegelijk, worden uitgevoerd, en dus per chip een geringe kostenbijdrage leveren.

Ongetwijfeld zullen er ook bezwaren kleven aan de geïntegreerde stroomsnelheidsmeter. Deze zullen we in de loop van het verhaal tegenkomen.

KONSTRUKTIE EN WERKING.

Hoe komen we nu tot een geschikte konfiguratie van de IC? Allereerst moet de chip verwarmd worden. Hiervoor hebben we een bipolaire transistor T_1 gekozen met een grote basis-emitter junktie-oppervlakte om de verhitting zo flexibel mogelijk te kunnen sturen. Om met zo min mogelijk energie een zo hoog mogelijke temperatuur van de chip te kunnen bereiken, dient de drager van de geïntegreerde schakeling thermisch isolerend te zijn. In onze experimenten is hier een blokje glas voor gebruikt.

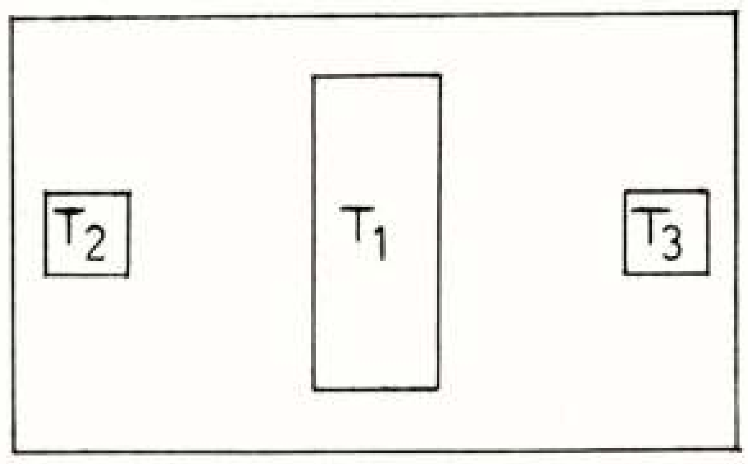


fig.1. De indeling van de chip.

Verder dient een temperatuurgevoelig element aanwezig te zijn om de temperatuur van de chip te meten. Ook hiervoor is een bipolaire transistor genomen, waarbij gebruik gemaakt werd van de hoge temperatuurgevoeligheid van de kollektorstroom bij konstante basis-emitterspanning. In de experimentele versie zijn twee identieke transistoren T_2 en T_3 opgenomen als thermometer, één aan de voorste en één aan de achterste rand van de chip, waarbij we de voorkant en de achterkant beschouwen in relatie tot de stromingsrichting. Onze testexemplaren, met afmetingen van 1,5 x 2,5 mm, bevatten slechts deze drie transistoren, zodat het oppervlak van de chip grotendeels ongebruikt bleef. Het idee was nu, in een later stadium eventueel op deze onbenutte ruimte de elektronika onder te brengen die nodig is voor de sturing van de verwarmingstransistor en voor de versterking en eventuele andere bewerkingen van het uitgangssignaal.

Dan wilde ik nu nader ingaan op de wijze waarop de afkoeling van de chip plaatsvindt wanneer deze in een stroming geplaatst wordt. We hebben dan te maken met twee soorten van warmteoverdracht, conductie oftewel warmtegeleiding en convectie, de warmteuitwisseling met een langsstromend medium. Van de twee soorten convectie

beschouwen we alleen de geforceerde convectie, en laten we de vrije convectie buiten beschouwing. Deze verwaarlozing is in vrijwel alle gevallen, en zeker bij de door ons verrichte metingen, toegestaan.

De warmtegeleiding van chip naar vloeistof of gas is een konstante grootheid en is te vertalen als een konstante thermische lekweerstand, parallel aan de thermische lek via de drager van de chip, en heeft als zodanig geen invloed op het dynamische verband tussen stroomsnelheid en temperatuur van de chip. We zullen deze warmtegeleiding in het verdere betoog dan ook niet meer tegenkomen.

Uit de theorieën die de warmteoverdrachtcoëfficiënt door convectie beschrijven, blijkt deze te volgen uit

$$h = K\, v^{\frac{1}{2}}\, x^{-\frac{1}{2}}\, \Delta T,$$

met h de genoemde convectieve warmteoverdrachtcoëfficiënt, K een konstante, afhankelijk van een aantal materiaalkonstanten van de vloeistof of het gas, n.l. de dichtheid, de warmtegeleidbaarheid, de viscositeit en de soortelijke warmte, v de snelheid van het langsstromende medium, x de afstand van het beschouwde punt tot de vóórrand van het vlak, en ΔT het temperatuurverschil tussen chip en omgeving.

Uit bovenstaand verband blijkt direkt dat de chip in zijn geheel af zal koelen, maar door de verwarming van de langsstromende stof is de afkoeling aan de vóórrand groter dan aan de achterrand. Er zal dus een temperatuurverschil ontstaan tussen de twee meettransistoren T_2 en T_3. Dit temperatuurverschil hebben we omgezet in een elektrisch signaal door de transistoren in balanskonfiguratie te schakelen, met geaarde bases en sturing met een konstante stroombron op de emitters. De kollektorstromen werden over twee kollektorweerstanden omgezet in een verschilspanning. De junktietemperatuur vatten we op als ingangsgrootheid, en de kollektorverschilspanning als uitgangssignaal, waarbij we voor de kleine temperatuurverschillen die op de chip optreden, het verband tussen junktietemperatuur en kollektorstroom als lineair beschouwen. De gemiddelde temperatuur van de chip is nu op te vatten als een common-mode signaal, het temperatuurverschil als een differential-mode signaal. Zoals bekend, geeft bij perfekte symmetrie alleen een differential-mode signaal een verschilsignaal op de uitgang. In de proefexemplaren hebben we in de kollektorleidingen een potentiometer opgenomen om de offset als gevolg van asymmetrie in T_2 en T_3 en in de belastingweerstanden weg te regelen.

Het blijkt nu, wanneer we de chip met een konstante hoeveelheid energie verwarmen, dat al bij een betrekkelijk kleine stroomsnelheid, een verzadigingsverschijnsel optreedt; het temperatuurverschil tussen T_2 en T_3 neemt verder niet toe, omdat de hoeveelheid afgevoerde warmte dan gelijk wordt aan de hoeveelheid toegevoerde warmte. Dit verschijnsel kan vermeden worden door de

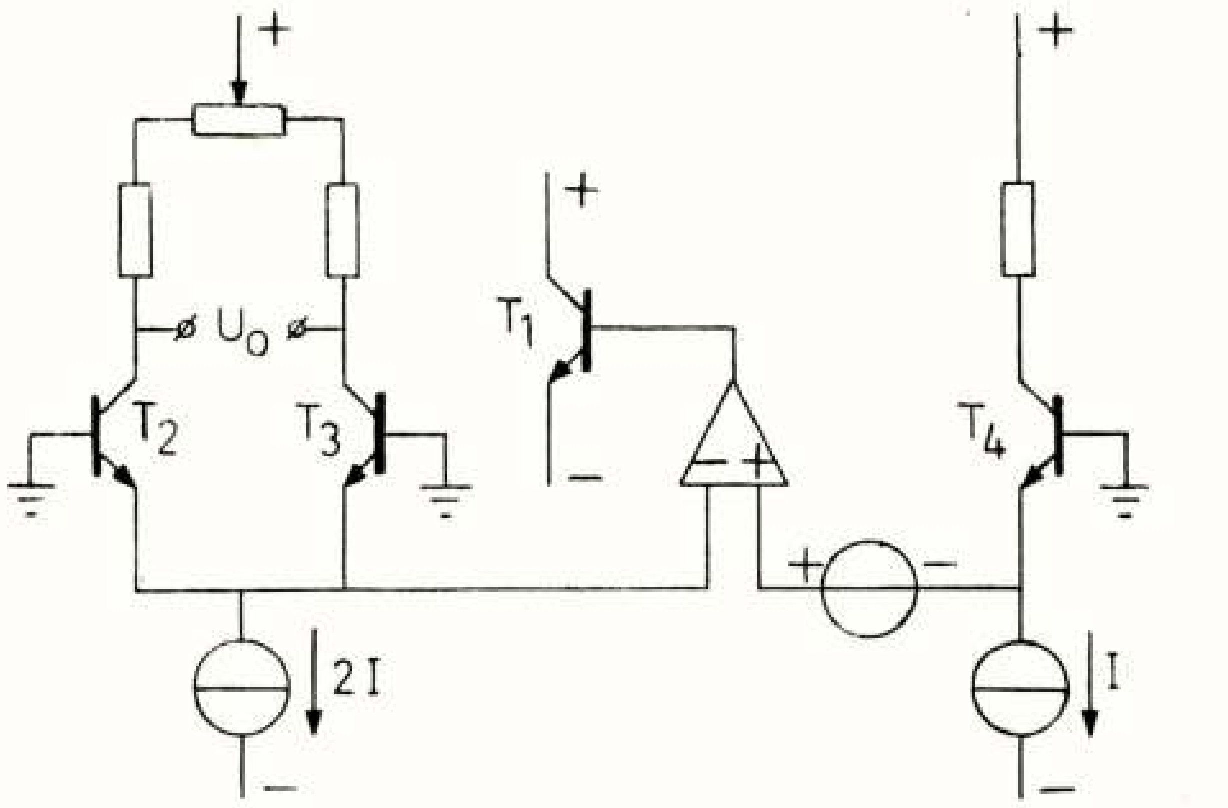


fig.2. Elektrisch schema van de meetschakeling.

energietoevoer zodanig te regelen, dat de gemiddelde temperatuur van de chip konstant blijft. Hiertoe hebben we een vierde transistor, identiek aan T_2 en T_3, apart opgesteld in de luchtstroming, waarmee we onze experimenten hebben uitgevoerd. Deze referentietransistor T_4 werd op dezelfde emitterstroom ingesteld als T_2 en T_3. De basis-emitterspanning van T_4 werd vervolgens vergeleken met de bais-emitterspanning van T_2 en T_3, waarbij het verschil tussen deze twee spanningen konstant gehouden werd op een extern in te stellen waarde. Hierbij leverde de stabiliteit enige problemen op, aangezien de opwarming van de chip vertaald kan worden als een vertragingslijn in de regellus.

In de aanvankelijke proefopstelling, bestaande uit een met de hand geregelde luchtpomp, alsmede de voor de meetschakeling benodigde elektronika, kwam een aantal aërodynamische problemen naar voren. Na overleg met enkele specialisten op dit gebied, zijn de chips op andere dragers gemonteerd. Ook hebben we de metingen geautomatiseerd. Het hart van de zo onstane meetopstelling werd gevormd door een programmeerbaar tafelrekenapparaat, dat gelijktijdig de luchtpomp kon sturen èn de spanning kon leveren voor de regeling van het temperatuurverschil tussen chip en omgeving. Tevens konden op een plotter de luchtsnelheid, opgemeten met een venturi en druk-spanningsomzetter, en verschilspanning aan de kollektoren van de meettransistoren tegen elkaar uitgezet worden. Door het rekenapparaat deze uitgangsspanning eerst te laten kwadrateren, werd het wortelverband tussen luchtsnelheid en uitgangsspanning gekompenseerd, zodat rechte karakteristieken te verwachten waren. Metingen, waarbij deze grootheden tegen elkaar werden uitgezet, met als maximale luchtsnelheid 13 m/s, en met als parameter het temperatuurverschil tussen chip en omgeving gaven

ook inderdaad een schaar van rechte lijnen te zien.

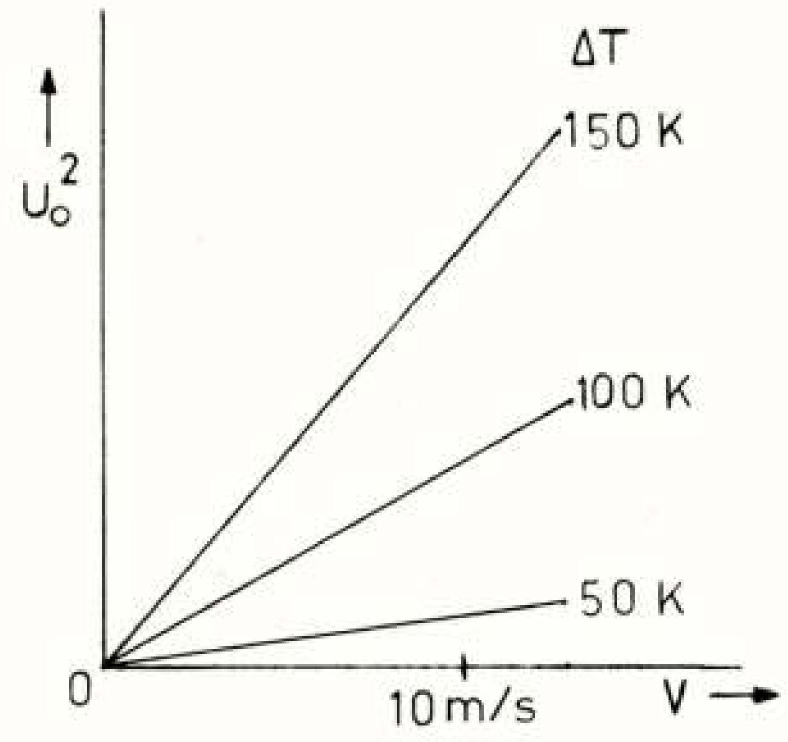


fig.3. Karakteristieken van de schakeling.

VERDER ONDERZOEK.

Een belangrijke eigenschap van de beschreven geïntegreerde schakeling is de afhankelijkheid van het uitgangssignaal met betrekking tot de stromingsrichting. Aangezien de chip symmetrisch is in lengterichting kunnen we bij omkering van de stromingsrichting een effekt verwachten, identiek aan het oorspronkelijke, maar met tegengestelde polariteit. Metingen hebben dit ook inderdaad aangetoond. Nu is ééndimensionale richtinggevoeligheid, zoals zojuist beschreven, natuurlijk van weinig praktisch belang. Anders wordt het, wanneer we twee of meer van dergelijke chips opstellen in een geschikte konfiguratie, en door een juiste verwerking van de uitgangssignalen een twee- of zelfs driedimensionale indikatie van de stromingsrichting kunnen verkrijgen. Een dergelijke konfiguratie zou bijzonder geschikt zijn als simultane windsnelheids- en windrichtingsmeter.

Een volgende stap in het denkproces is dan om reeds op de chip enkele van zulke stromingsmeters onder te brengen in een konfiguratie die het bepalen van de richting in een plat vlak op eenvoudige wijze toelaat. Hierbij valt in de eerste plaats te denken aan twee verschilparen, loodrecht ten opzichte van elkaar opgesteld, met op het midden van de chip de benodigde verwerkingselektronika, die dan eventueel tevens als warmtebron dienst kan doen. Het belangrijkste probleem hierbij zal zijn het bepalen van de juiste vorm van de chip, aangezien een vierkante chip waarschijnlijk de berekening van richting èn snelheid van de stroming erg gekompliceerd zal maken. Maar als we een andere dan een vierkante vorm — een rechthoekige vorm komt in verband met de benodigde symmetrie niet in aanmerking — willen hebben, rijst de vraag, hoe we die maken. De standaard fabrikagetechniek kent voor het scheiden van chips alleen het bekende kras- en breekproces, eventueel met varianten hierop als het "krassen" met lasers. Om nu bijvoorbeeld tot een ronde chip te komen kunnen we overwegen, de hoeken van een aanvankelijk vierkante chip weg te etsen tot een ronde vorm. Het is dan zaak om de ets op de juiste plaats tot staan te brengen. Te denken valt bijvoorbeeld aan inklemmen tussen twee ronde vormen, zodat de ets van drie kanten op de uitstekende punten inwerkt, en hier sneller voortschrijdt, maar de resulterende randen van de chip zijn hierdoor uitgehold. Deze methode is bijvoorbeeld toegepast bij de fabrikage van thyristoren. Waarschijnlijk worden de beste mogelijkheden geboden door de zogeheten selektieve ets, waarbij, door een juiste keuze van het etsmiddel, silicium met bepaalde doteringen wèl, en met andere doteringen juist niet weggeëtst wordt. In de literatuur zijn al enkele van deze etsmethodes beschreven. We hoeven dan alleen nog een diepe diffusie te maken in de gewenste ronde vorm met de juiste dotering. Een dergelijk selektief etsproces kan nog verder zijn nut bewijzen, zoals we nu zullen gaan zien.

Wanneer we er namelijk van uit gaan, dat de chip over de gehele oppervlakte gelijk verwarmd wordt, dan zal bij ongelijke afkoeling tussen vóór- en achterrand zich een thermisch evenwicht instellen, waarbij een temperatuurverschil vóór en achter ontstaat, evenredig met de thermische weerstand tussen vóór- en achterrand. Zien we nu kans deze thermische weerstand groter te maken, wat er bij ons op neer komt, de chip dunner te maken, dan zal het temperatuurverschil, en dus de uitgangsspanning, evenredig groter worden. Uit metingen met chips, waarvan de dikte door niet-selektief etsen teruggebracht was van de normale 250 μm tot ongeveer 50 μm, bleek inderdaad een toename van de uitgangsspanning met ongeveer de verwachte faktor vijf. Als we nu de dotering van de hoeken, die weggeëtst moeten worden, ongeveer gelijk kiezen aan die van het substraat, en ervoor zorgen, dat het substraat verder niet in kontakt staat met andere gebieden met deze dotering, dan zouden we in één etsgang zowel de hoeken als het substraat weg kunnen etsen, zodat we in één handeling twee belangrijke voordelen hebben verkregen: een dunne chip èn een willekeurige vorm.

Een andere moeilijkheid is de verbinding met de buitenwereld. In de proefexemplaren werd gebruik gemaakt van normale bondingstechnieken, maar het spreekt vanzelf dat dit niet de meest geschikte methode is wanneer we de stromingsmeter niet alleen willen gebruiken voor gasstromen, maar ook voor vloeistofstromen, met name sterk visceuze vloeistoffen. Bovendien is het denkbaar, dat we ook te maken krijgen met zeer agressieve gassen en vloeistoffen, die bijvoorbeeld het aluminiumpatroon aantasten. Een oplossing voor deze beide problemen zou zijn, met één van de zogeheten "flip-chip" technieken, de chip ondersteboven op de drager te monteren. Dit is echter alleen zinvol, als we een verdunde

chip nemen, aangezien anders de temperatuur aan het oppervlak aanmerkelijk zal verschillen van de temperatuur ter plaatse van de transistorjunkties. De slechte hanteerbaarheid van de dunne chip hoeft hierbij geen probleem te zijn, aangezien het etsen ná de montage kan gebeuren.

TOEKOMSTMOGELIJKHEDEN.

De hierboven opgenoemde ontwikkelingen hebben de status van min of meer vastomlijnde plannen. De nu volgende toekomstmogelijkheden hebben echter niet deze pretentie; met name de mogelijkheid tot verwezenlijking van het laatste idee lijkt mij twijfelachtig. Zij zijn veeleer bedoeld om aan te geven dat men zich niet uit het veld moet laten slaan door de problemen die kunnen ontstaan, wanneer men geïntegreerde schakelingen op geheel nieuwe terreinen wil inzetten, en niet moet schuwen radikaal nieuwe of zelfs revolutionaire oplossingen te zoeken. De komst van de geïntegreerde schakeling zelf kan men immers als iets revolutionairs beschouwen.

Een montagemethode, waarbij de chip niet omgekeerd behoeft te worden, zodat dus ook een chip met de oorspronkelijke dikte gebruikt kan worden, bestaat hieruit, dat een betrekkelijk laagohmig kanaal gediffundeerd wordt dwars door de chip heen. Dit kanaal maakt dan aan de bovenkant van de chip kontakt met het aluminium verbindingspatroon, en aan de onderkant met een laagje metaal, dat op zijn beurt zorgt voor de verbinding met de drager.

Een bijzonder revolutionaire manier tenslotte om de verbinding met de buitenwereld te verzorgen, is een geheel draadloze. Opvallend licht wordt op de chip omgezet in elektrische energie voor de voeding van de elektronika, terwijl het uitgangssignaal gebruikt wordt om een radiosignaal te moduleren, dat, op de chip opgewekt, elders opgevangen en verwerkt kam worden.

KONKLUSIE.

Als we nu de eigenschappen van de gevonden schakeling op een rijtje zetten, dan kunnen we als voordelen opnoemen:

1. De kleine afmetingen. Hierdoor is hij zeer veelzijdig toepasbaar.
2. De gevoeligheid. Bij een emitterstroom van 50 μA en kollektorweerstanden van ca. 75 kΩ, gaf de luchtstroming, veroorzaakt door een persoon die op ongeveer een meter afstand langsliep, een uitgangsspanning van 10 mV.
3. De snelheid. Door de maximale sturing van de verwarmingstransistor voldoende hoog te kiezen, kunnen verschillen in afkoeling door snelheidsveranderingen van de langsstromende stof, snel gekompenseerd worden. Voor kleine snelheidsveranderingen bleek de meter vrijwel instantaan te reageren, terwijl voor grote, stapvormige veranderingen de reaktietijd ongeveer één sekonde bedroeg.
4. De lage kostprijs. Hier moeten we echter nog de prijs van de komplete drager bij optellen. Doorgaans zal deze laatste prijs bij inbouw in een stuk pijp of iets dergelijks hoger zijn dan de prijs van de chip zelf.

Als nadelen kunnen we noemen:

1. In feite meten we niet de snelheid van de hoofdstroom, maar van de grenslaag, dat wil zeggen, de door de wrijving met een obstakel vertraagde laag vloeistof of gas vlak langs het oppervlak. De afgeleide formule geldt voor een overigens onverstoorde stroming langs een plat vlak. Met name in smalle pijpen kan dus een afwijking ten opzichte van het beschreven gedrag optreden.
2. De vorm en de montage. Zoals al eerder is gebleken, moeten we ons in nogal wat bochten wringen om een geschikte vorm te verkrijgen, en ook de montage levert enige problemen op. Het vermoeden bestaat echter, dat de aangegeven methodes voor goedkope en betrouwbare oplossingen voor deze moeilijkheden zullen zorgen.

SLOTOPMERKING.

Tot slot zou ik als curiositeit willen vermelden, dat tijdens het proefdraaien van het vandaag geopende IC-atelier de eerste in opdracht vervaardigde geïntegreerde schakeling voor het hier beschreven onderzoek bestemd was.

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

ONTWERP EN REALISATIE VAN EEN BIPOLAIRE UITGANGSTRAP IN EEN C-MOS IC

Ir. S.M.C. Borgers, Ir. P.J. Haubrich, Ir. J.M. Koopmans
Vakgroep Elektronische Techniek, afd. der Elektrotechniek, T.H. Delft

A high current capability output stage in a C-MOS IC normally requires considerable chip area. The use of a bipolar output transistor on the chip can greatly reduce this area.
The design of a bipolar output stage in a C-MOS IC is described, using a parasitic vertical npn transistor inherent to the C-MOS structure. For a given output current an area-reduction of about ten times is achieved. The design parameters of the output stage are calculated from static and dynamic requirements with minimization of the surface area as a goal. The transient response is calculated and compared with measurements.

INLEIDING

Een digitaal complementair MOS IC wordt gekenmerkt door een hoge pakkingsdichtheid (90 gates/mm^2 vergeleken met TTL: 20 gates/mm^2 [1])en een lage propagation delay per interne inverter (vergelijkbaar met TTL: < 10 ns). In het bijzonder geldt dit voor de moderne MOS technologieën zoals "self-aligned gate" [2] en de "LOCOS" technologie [3] .

De MOS-transistoren, die men gebruikt om een logische schakeling op te bouwen, kunnen klein zijn. Een breedte-lengte verhouding van drie voor het gate oppervlak is voldoende om een MOS transistor te verkrijgen, die de belastingscapaciteiten snel kan op- of ontladen. Deze belastingscapaciteit ligt in de orde van grootte van 150 fF voor een inverter belast met een identieke inverter.

De uitgangen van een MOS IC worden meestal met grotere capaciteiten belast (10-tallen pF), zodat men voor het behoud van de snelheid buffertrappen moet toepassen. Dit vraagt in sommige gevallen een onevenredig groot deel van het IC oppervlak. Als tegelijkertijd ook aan statische eisen moet worden voldaan, nemen de uitgangstrappen een relatief nog veel groter oppervlak in beslag. Door echter een bipolaire uitgangstrap te nemen, kan het IC oppervlak aanzienlijk gereduceerd worden. Hiervoor kan gebruik gemaakt worden van de aan de C-MOS structuur inherente parasitaire bipolaire transistoren.

Dit artikel beschrijft de analyse en realisering van het ontwerp van een bipolaire uitgang in een C-MOS IC. Realiseerbare bipolaire transistoren in een C-MOS IC worden besproken. Uit statische en dynamische eisen volgen de ontwerp parameters voor de schakeling. Het schakelgedrag wordt berekend en vergeleken met metingen. De lay-out van het ontwerp wordt gegeven. Hierna volgen de conclusies en de referenties.

Eerst wordt ter illustratie het oppervlak van een MOS uitgangstrap berekend, die moet voldoen aan bepaalde statische eisen.

Berekening oppervlakte van een MOS uitgangstrap. Het benodigde IC oppervlak wordt berekend voor een uitgangstrap die een buslijn stuurt. Onder buslijnen wordt hier verstaan: karakteristiek afgesloten (b.v. 100 ohm) transmissielijnen, waarover in beide richtingen informatie wordt overgedragen. De lijn wordt aan beide zijden afgesloten. Indien de stijg- of daaltijden groot zijn vergeleken met de looptijd van het begin tot het einde van de lijn, is deze lijn als een kortsluiting op te vatten. De langs de lijn verdeelde capaciteiten (belastingscapaciteiten van verschillende schakelingen) zijn daarom als één geconcentreerde capaciteit op te vatten. De uitgangstrap inclusief een model van de lijn zijn getekend in fig. 1.

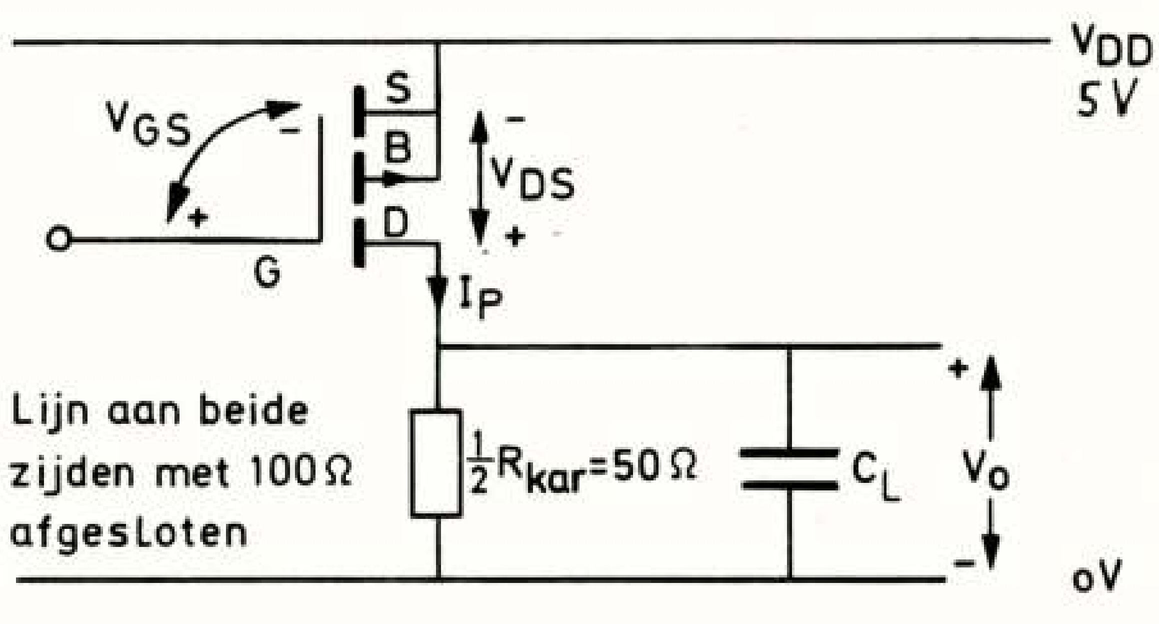


Fig.1. Sturing en model van een buslijn

Een complementaire uitgangstrap is overbodig, omdat de karakteristieke afsluitweerstanden de functie van de N-MOST overnemen. Dit betekent wel dat de rustdissipatie bij een "hoog" uitgangsniveau groot is.

De statische eis is dat de hoge uitgangsspanning V_{OH} minstens 4 V moet bedragen bij een voedingsspanning V_{DD} = 5 V, opdat de "logische 1" voor de te sturen C-MOS trappen goed gedefinieerd is. Bij het formuleren van

deze eis is ook rekening gehouden met een zekere storingsmarge. De stroom die de P-MOST moet leveren wordt gegeven door:

$$I_P = \frac{V_{OH}}{\frac{1}{2}R_{kar.}} = \frac{4}{50} = 80 \text{ mA} \qquad (1)$$

De transistorafmetingen worden berekend met behulp van de drainstroomrelatie voor de P-MOST:

$$I_P = \beta_p \{V_{DS}(V_{GS} - V_{TP}) - \tfrac{1}{2}V_{DS}^2\} \qquad (2)$$

$$\text{met} \quad \beta_p = \frac{W}{L}\beta_{\square p} \qquad (3)$$

waarbij $\beta_\square$ betrekking heeft op een vierkante MOST en V_{TP} de drempelspanning hiervan voorstelt. Verder worden de volgende gegevens gebruikt (LOCMOS):
$V_{TP} = -1{,}6$ V en $\beta_{\square p} = 8\ \mu A/V^2$.
In fig. 1 zijn V_{GS} en V_{DS} aangegeven. Met $V_{GS} = -5$ V en $V_{DS} = -(V_{DD} - V_{OH}) = -1$ V (de ingang is "laag", opdat de uitgang "hoog" is.), volgt dat:

$$\beta_p = 27{,}6 \text{ mA/V}^2 \text{ zodat } \frac{W}{L} = 3500$$

Voor een transistor met een $\frac{W}{L} = 1$ is een oppervlak nodig van 161 μ^2 hetgeen blijkt uit fig. 2.

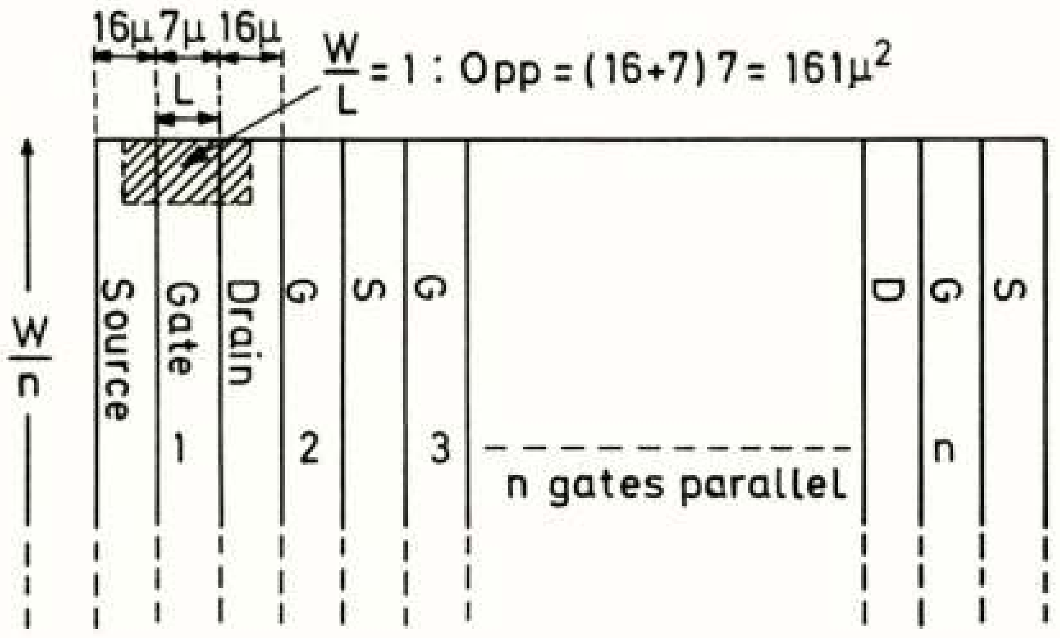


Fig. 2. Lay-out van een MOS-transistor.

De in de figuur weergegeven afmetingen zijn minimale waarden. Deze worden bepaald door de zgn. "design rules" van het MOS proces (i.c. LOCMOS). Het oppervlak van de P-MOST wordt dus: 3500 x 161 μ^2 = 563.500 μ^2. Dit is ongeveer 0,5 mm^2! Vergeleken met een normaal IC oppervlak tussen 1 en 10 mm^2 neemt een dergelijke trap een relatief groot oppervlak in beslag.

Met behulp van een bipolaire transistor kan een dergelijke uitgangstrap een factor 10 kleiner worden. In het volgende zal worden aangetoond dat op deze wijze een redelijk snelle schakeling wordt verkregen ($t_{rise} \approx 50$ ns).

PARASITAIRE BIPOLAIRE TRANSISTOR IN EEN C-MOS IC

Een C-MOS IC is opgebouwd uit twee typen MOS transistoren: P- en N-MOST. Een dwarsdoorsnede van een C-MOS inverter kan er als volgt uitzien (fig. 3).

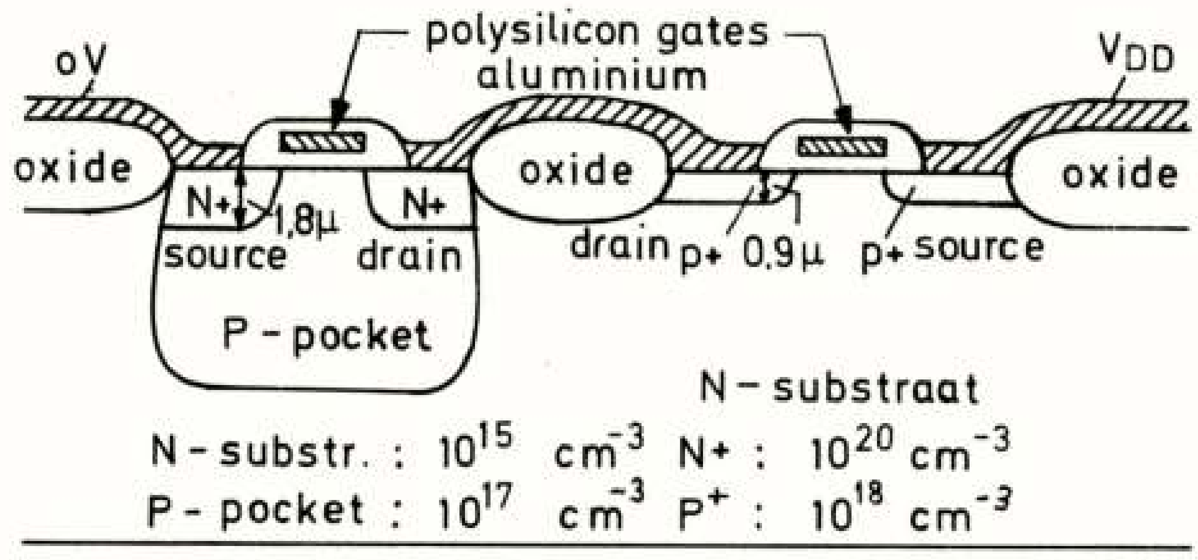


Fig. 3. C-MOS-struktuur (LOCMOS)

De hierbij vermelde gegevens gelden voor het LOCMOS proces van Philips. Door deze opbouw zijn de volgende bipolaire transistoren te realiseren (fig. 4 en 5).

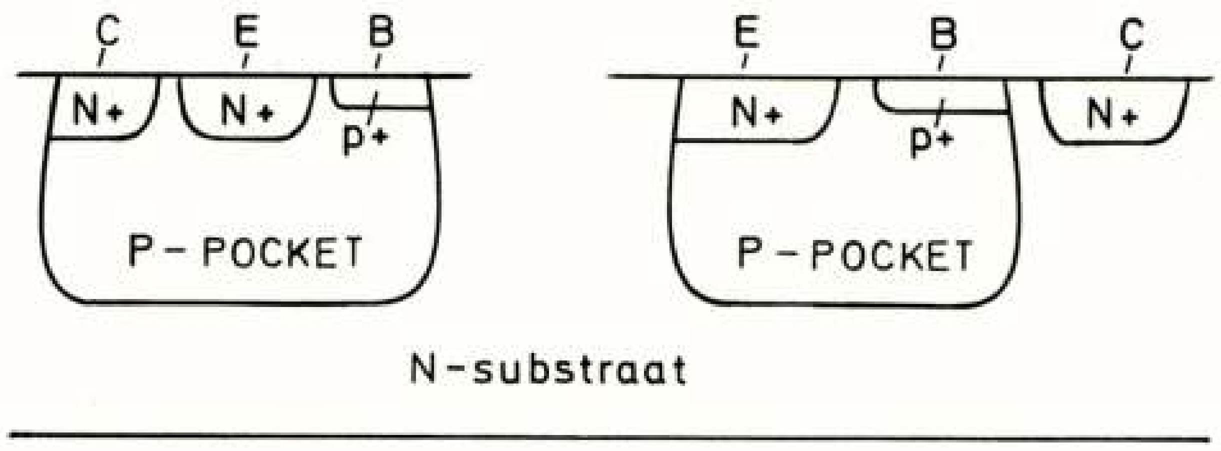


Fig. 4. Laterale npn-transistor

Fig. 5. Verticale npn-transistor

De voor de hand liggende configuratie waarbij een P^+-diffusie als emitter, een N^+-diffusie als basis en de P-pocket als collector fungeert, is niet realiseerbaar doordat de concentratie van de P^+-diffusie lager is dan die van de N^+-diffusie. Een configuratie waarbij de N^+-diffusie als emitter, de P^+-diffusie als basis en het N-substraat als collector fungeert is evenzeer onmogelijk omdat de diepte van de N^+-diffusie altijd groter is dan de diepte van de P^+-diffusie.

Laterale npn-transistor (fig. 4). De laterale transistor heeft in het algemeen een lage stroomversterking (<15[4]). Bovendien staat er parallel aan deze transistor een verticale npn transistor, waarvan de collector altijd met de voedingslijn V_{DD} verbonden is (d.i. het N-substraat).

Het electrische schema van deze configuratie is weergegeven in fig. 6.

Verticale npn (fig. 5). Bij de verticale npn transistor is de collector reeds onverbrekelijk met de meest posi-

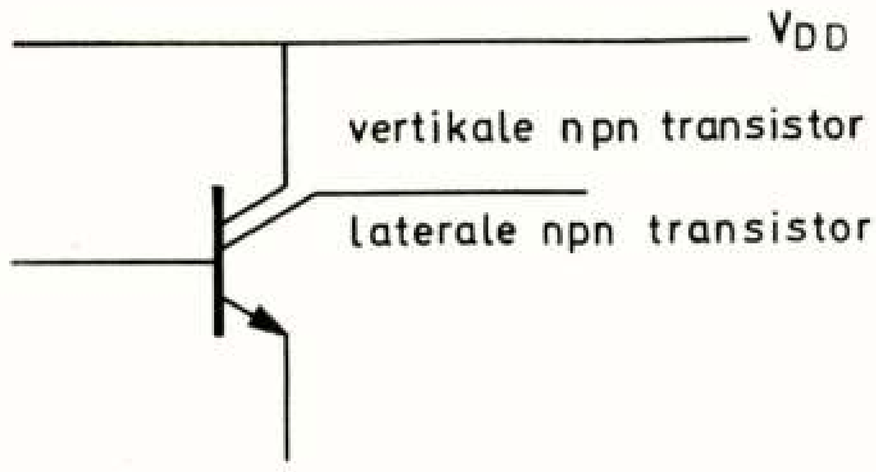


Fig.6. Laterale (en verticale) npn transistor

tieve spanning V_{DD} verbonden, zodat alleen de emittervolger configuratie gerealiseerd kan worden. Deze transistor heeft een grote stroomversterking [4].

Toepassingen

De laterale transistor kan tezamen met een verticale npn transistor een uitgangstrap vormen (totempaal). De volgende schakeling wordt wel toegepast [4], (fig. 7).

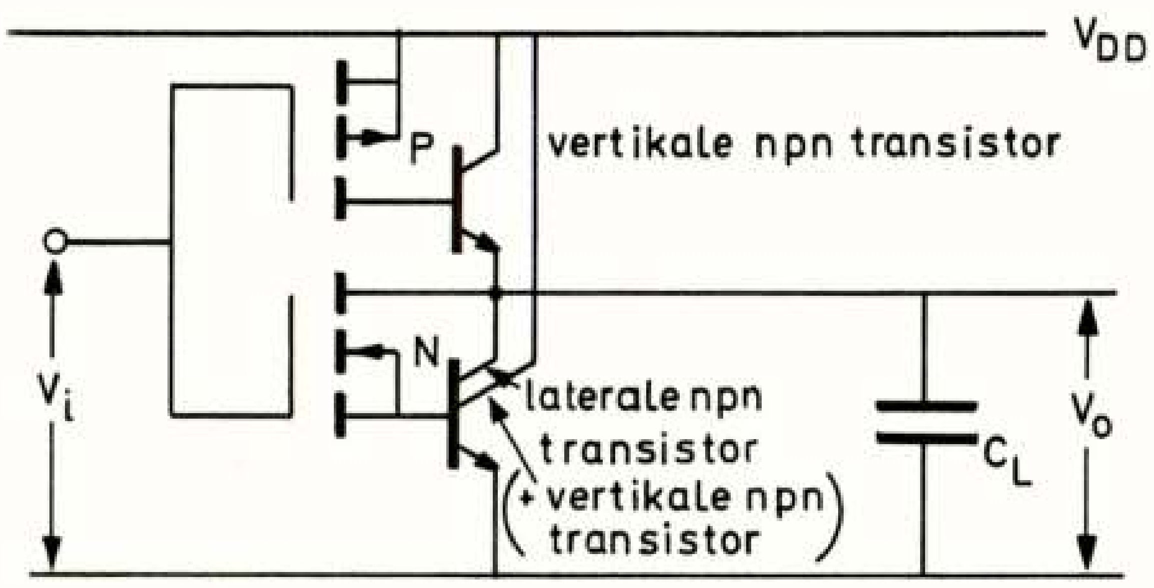


Fig. 7. Bipolaire uitgangstrap voor uitsluitend capacitieve belastingen.

Deze schakeling zal in de praktijk alleen gebruikt worden om capacitieve belastingen te sturen (MOS). Bij een belasting waarbij het lage uitgangsnivo groter is dan 0 V (zoals bij TTL) zal de laterale transistor blijven geleiden en ook de bijbehorende verticale transistor. Hierdoor zal een grote stroom tussen de voedingslijnen blijven lopen ($B_{n\ vertic.} >> B_{n\ later.}$ [4]).
Ook is uiteraard geen "wired or" combinatie met andere uitgangstrappen mogelijk. Deze combinatie is om deze reden niet verder onderzocht.

Door de onderste transistor (fig. 7) weg te laten, kan men de schakeling gebruiken voor:

a) sturing van een buslijn

b) sturing van een LED-display

ad a. Met deze schakeling kan op dezelfde wijze als eerder besproken is (fig. 1) een buslijn worden gestuurd. Een N-MOST transistor kan toegevoegd worden teneinde de bipolaire transistor sneller uit te kunnen schakelen (fig. 8).
Deze buslijn kan door meerdere van deze uitgangstrappen gestuurd worden, dat wil zeggen, er is een z.g. "wired or" functie mee te realiseren.

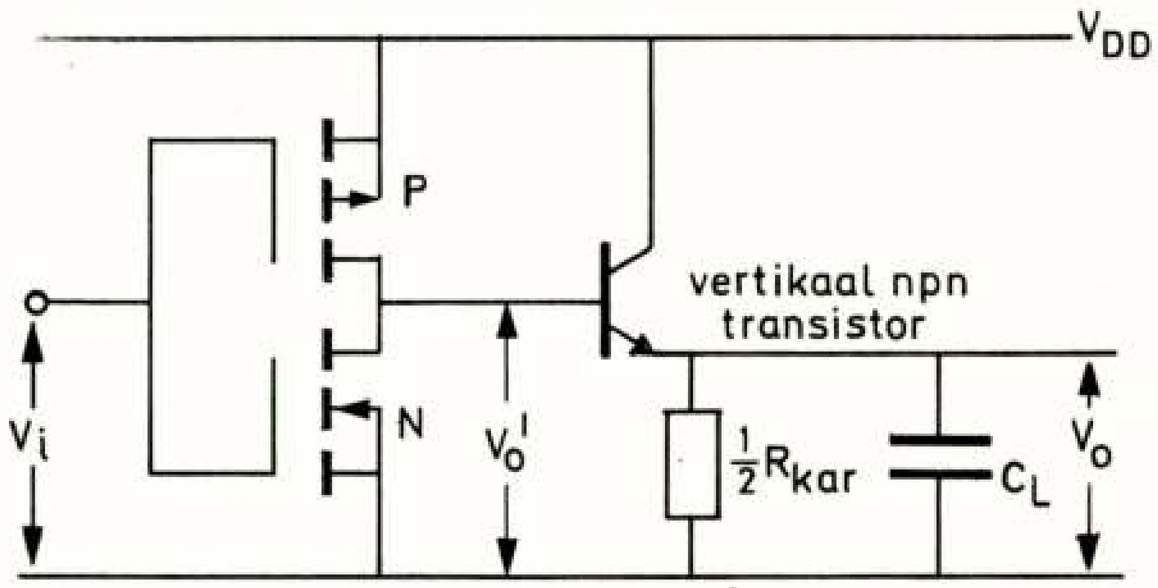


Fig. 8. Sturing van een buslijn met emittervolger.

ad b. In fig. 9 is deze mogelijkheid geschetst.

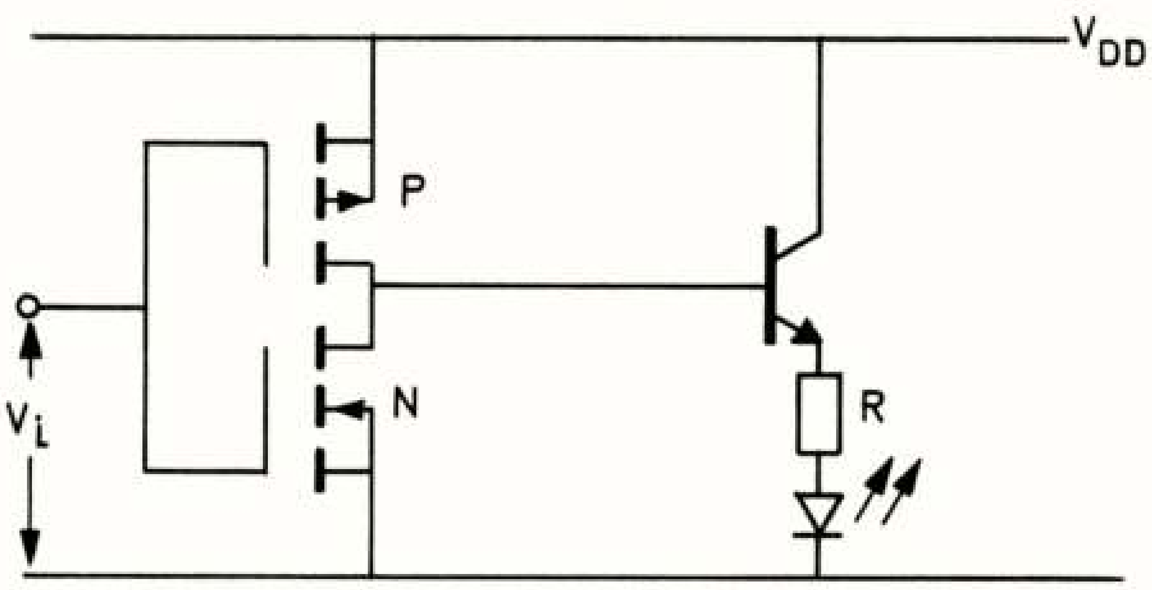


Fig. 9. Sturing van een LED-display.

De weerstand R begrenst de stroom door de LED. Deze configuratie wordt reeds toegepast in een BCD - to - seven - segment latch/decoder/driver IC.

In het vervolg van dit artikel wordt alleen de configuratie van fig. 8 beschouwd: de emittervolger uitgang in een C-MOS IC voor sturing van een buslijn.

BEPALING VAN DE PARAMETERS VAN DE UITGANGSTRAP

De volgende parameters in het ontwerp van de schakeling van fig. 8 zijn vrij te kiezen: $(\frac{W}{L})_P$ - en $(\frac{W}{L})_N$ - MOST, de emitterstroomdichtheid J_E en de voedingsspanning V_{DD}. Voor het ontwerp is uitgegaan van $R_{kar.}$ = 100 ohm en C_L = 100 pF. Het zal blijken, dat de schakeling ook voor grotere waarden van C_L (tot ca. 500 pF) geschikt is. De grootte van de interne basis- en collector serieweerstanden, resp. r_b en r_c wordt zowel door het proces als door de lay-out bepaald. Experimenteel is vastgesteld dat voor verschillende transistoren de grootte van r_c en r_b resp. kleiner dan 5Ω (laagohmig substraat) en 50Ω is. De weerstanden r_b en r_c worden hierdoor in de verdere beschouwing verwaarloosd. Voor de huidige standaard CMOS-processen geldt een minimale voedingsspanning van V_{DD} = 5 V. In het ontwerp wordt uitgegaan van deze

minimumwaarde.

De resterende ontwerpparameters $(\frac{W}{L})_P$, $(\frac{W}{L})_N$ en J_E worden bepaald uit statische en dynamische eisen en uit de voorwaarde dat het totale oppervlak (MOS en bipolair) minimaal moet zijn.

Statische eis. Zoals reeds eerder is vermeld, is de statische eis dat V_{OH} minstens gelijk is aan 4 V. Deze eis bepaalt de parameters: $(\frac{W}{L})_P$ - MOST en J_E.

V_{OH} bepaalt de emitterstroom: $I_E = \frac{V_{OH}}{\frac{1}{2}R_{kar.}} = \frac{4}{50} = 80$ mA (zie fig. 10)

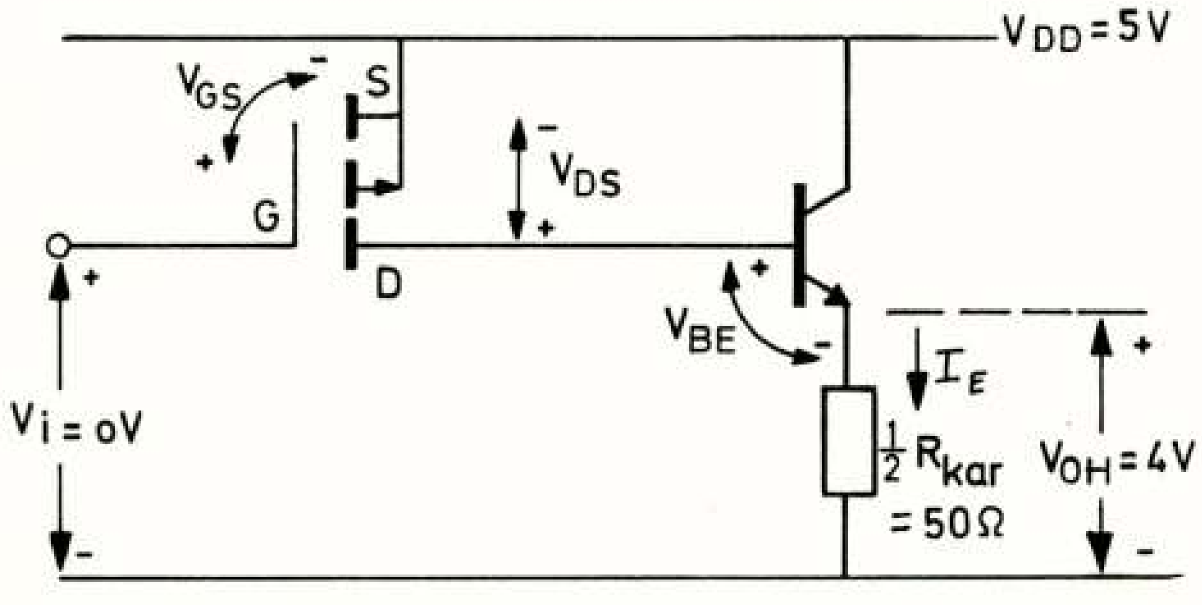


Fig. 10. Sturing van een buslijn door de bipolaire uitgangstrap.

De door de combinatie MOS-bipolair geleverde stroom I_E is voor $V_i = 0$ V:

$$I_E = B_n(\frac{W}{L})_P\beta_{\square P}\{(V_{GS} - V_{TP})V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2\} \qquad (4)$$

waarbij $V_{GS} = -V_{DD} = -5$ V, $V_{DS} = -(V_{DD}-V_{OH}-V_{BE}) = -0{,}3$ V en V_{BE} konstant is verondersteld en gelijk aan 0,7 V. B_n is de stroomversterking van de bipolaire transistor:

$$B_n = \frac{I_C}{I_B} \approx \frac{I_E}{I_B} \qquad (5)$$

In relatie (4) liggen de grootte van B_n en $(\frac{W}{L})_P$ nog niet vast, wel moet het produkt van deze twee grootheden voldoen aan

$$B_n(\frac{W}{L})_P = \frac{I_E}{\beta_{\square P}\{(V_{GS}-V_{TP})V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2\}} \qquad (6a)$$

Na invulling van bovenvermelde gegevens volgt:

$$B_N(\frac{W}{L})_P = 10^4. \qquad (6b)$$

Minimale oppervlakte voorwaarde. Voor het totale oppervlak (Bipolair + MOS) geldt:

$$A_{tot} \approx \frac{I_E}{J_e} + (\frac{W}{L})_P.161 \quad [\mu^2] \qquad (7)$$

waarbij I_E uitgedrukt dient te worden in A/μ^2.

In de uitdrukking (7) is voor het gemak het oppervlak van de basisaansluiting niet meegenomen. Bij de berekening van het optimale ontwerp is daarmee wel rekening gehouden. Uit (6b) en (7) volgt:

$$A_{tot} = \frac{I_E}{J_E} + \frac{161.10^4}{B_n(J_E)} \text{ (Bipolair + MOS oppervlak)} \qquad (8)$$

Als het verloop van B_n als funktie van J_E bekend is, is het totale oppervlak als funktie van J_E te schetsen. De stroomversterking $B_n(J_E)$ is voor dit C-MOS proces berekend in een ééndimensionale benadering. Er is rekening gehouden met het gedegenereerd gedoteerd zijn van de emitter ($N_D = 10^{20}$ cm^{-3}), het doteringsprofiel van de basis, volume-recombinatie en hoge injectieverschijnselen. Buiten beschouwing zijn gebleven de oppervlakte-recombinatie, de sperlaag-recombinatie en current-crowding. Het resultaat van deze berekening is weergegeven in fig. 11. Deze berekening stemt redelijk overeen met metingen.

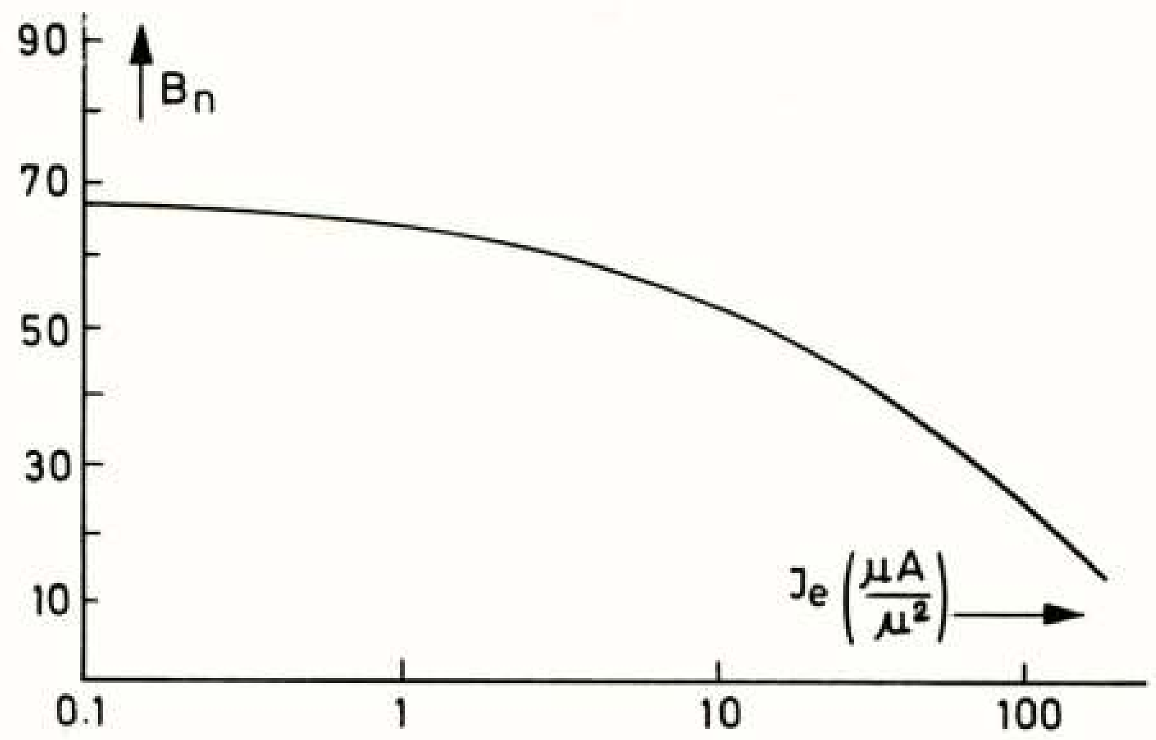


Fig. 11. De stroomversterking als funktie van de emitterstroomdichtheid.

Uit fig. 11. volgt dat de afname van B_n in het gebied waar hoge injectieverschijnselen zich voordoen, gering is. Bij toename van J_E zal het MOS-oppervlak dan ook weinig toenemen, terwijl het bipolaire oppervlak wel sterk afneemt (zie verg. 8). Het blijkt dat er voor een bepaalde waarde van J_E een minimaal totaal oppervlak (bipolair + MOS) optreedt (zie fig. 12). Het ontwerp wordt gebaseerd op deze waarde van de stroomdichtheid.

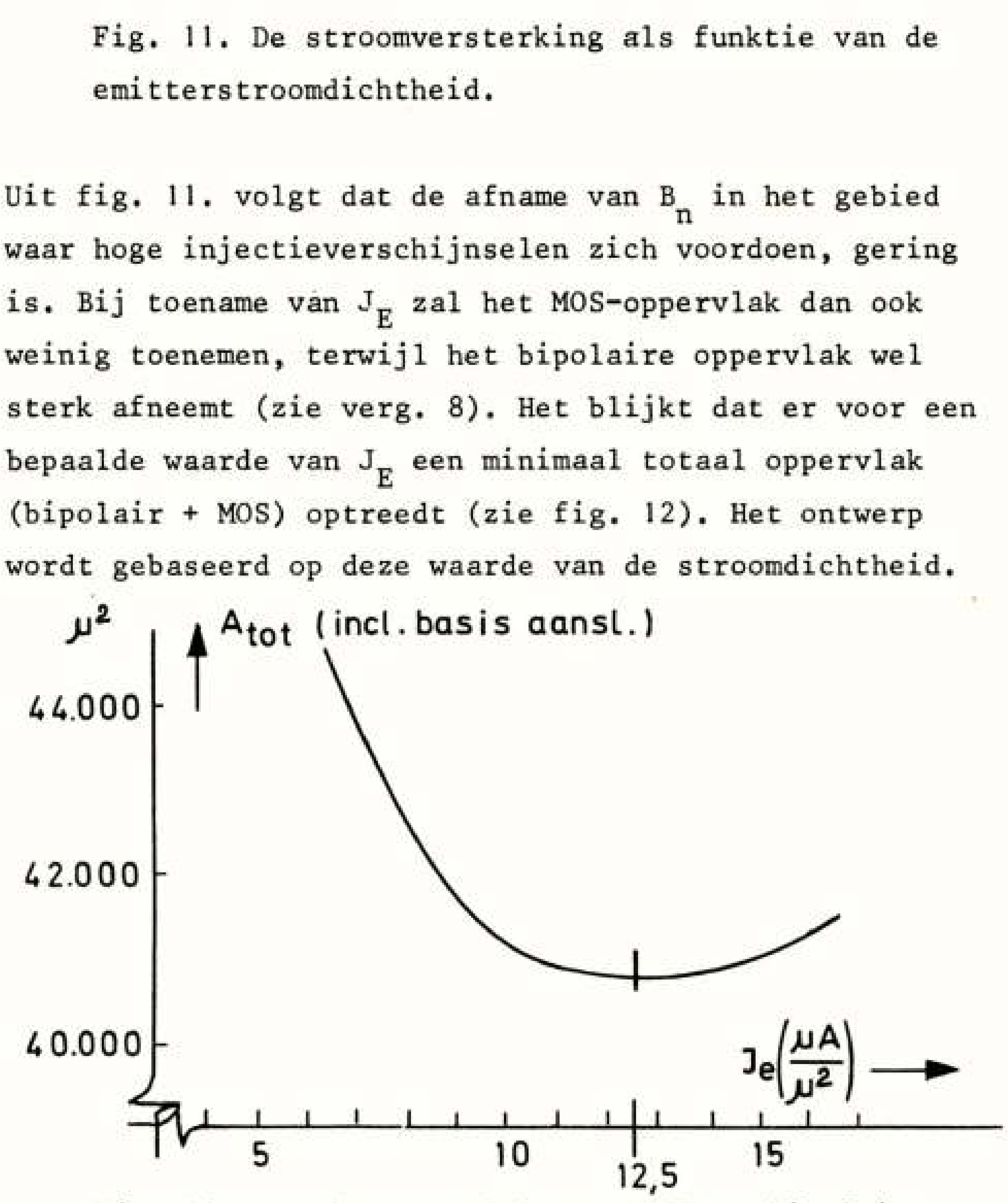


Fig. 12. Totale oppervlak van MOST en bipolaire transistor als funktie van de emitterstroomdichtheid.

Resultaat van beide eisen. Uit fig. 12 volgt voor een minimaal oppervlak: $J_E = 12{,}5\ \mu A/\mu^2$, zodat het emitteroppervlak $A_e = 6400\ \mu^2$ wordt. Met de gevonden waarde van J_E volgt uit fig. 11: $B_n = 54$, waarmee met verg. 6b volgt: $(\frac{W}{L})_{P\text{-}MOST} \simeq 200$.

Dynamische eis. De stijg- en daaltijd van het uitgangssignaal moeten vergelijkbaar zijn met die van een standaard C-MOS IC, welke bij een stijg- of daaltijd van het ingangssignaal kleiner dan 20 ns, een belastingscapaciteit van 15 pF en een voedingsspanning van 5 V, ligt tussen 20 ns en 50 ns. De ontworpen schakeling heeft een $(\frac{W}{L})_P = 200$ (volgend uit de statische eis) en een $(\frac{W}{L})_N = 50$. Voor het LOCMOS proces geldt:

$$\beta_{\square N} = 23\ 10^{-6}\ A/V^2 \text{ en } \beta_{\square P} = 8\ 10^{-6}\ A/V^2 \text{ zodat:}$$

$$\beta_N = 11{,}5\ 10^{-4}\ A/V^2 \text{ en } \beta_P = 16\ 10^{-4}\ A/V^2.$$

Het berekende en gemeten schakelgedrag is als volgt:

$$\tau_{rise} = 45 \text{ ns (ingangsdaaltijd} \leqq 24 \text{ ns)}$$

$$\tau_{fall} = 53 \text{ ns (ingangsstijgtijd} \leqq 24 \text{ ns)}$$

waarbij $C_L = 100$ pF, $V_{DD} = 5$ V en de stijg- of daaltijden gedefinieerd zijn als de tijd tussen de 10% en 90% waarden van het signaal.

Hieruit volgt dat met deze keuze van de MOS transistoren het schakelgedrag aan de gestelde eis voldoet.

In het volgende wordt ingegaan op de berekening van het dynamische schakelgedrag.

BEREKENING VAN HET DYNAMISCHE SCHAKELGEDRAG

Het schakelgedrag van de uitgangstrap wordt bepaald door de flanksteilheid van het ingangssignaal, de grootte van de MOS-transistoren, het schakelgedrag van de bipolaire transistor en in mindere mate door de tijdkonstante van de buslijn.

De snelheid van de bipolaire transistor wordt vrijwel alleen bepaald door de tijdkonstante $\tau_{bn} = B_n \tau_{cn}$, waar τ_{cn} de gemiddelde looptijd van de ladingsdragers door de basis voorstelt. Experimenteel is vastgesteld dat $\tau_{bn} \simeq 200$ ns. Deze tijdkonstante is veel groter dan de tijdkonstante van de buslijn ($\frac{1}{2}R_{kar}C_L = 5$ ns), zodat τ_{bn} in het schakelgedrag overheerst.

Bij de berekening van her schakelgedrag wordt gebruik gemaakt van groot-signaal modellen. Voor de bipolaire transistor is het transport model [5] gekozen. Het MOS-model bestaat uit een stroombron en uit een viertal capaciteiten tussen de aansluitingen van de component. De capaciteiten in beide modellen zijn spanningsafhankelijk. Er wordt echter een over het te beschouwen spanningstraject gemiddelde capaciteit ingevoerd. Deze is als volgt gedefinieerd:

$$C_{av} = \frac{\int_{\Delta V} C dV}{\Delta V}$$

Het transportmodel. De inverse werking van de transistor is uitgesloten doordat de collectorserieweerstand laag is. Parasitaire bedradingscapaciteiten zijn klein en worden verwaarloosd. Het model is geschetst in fig. 13.

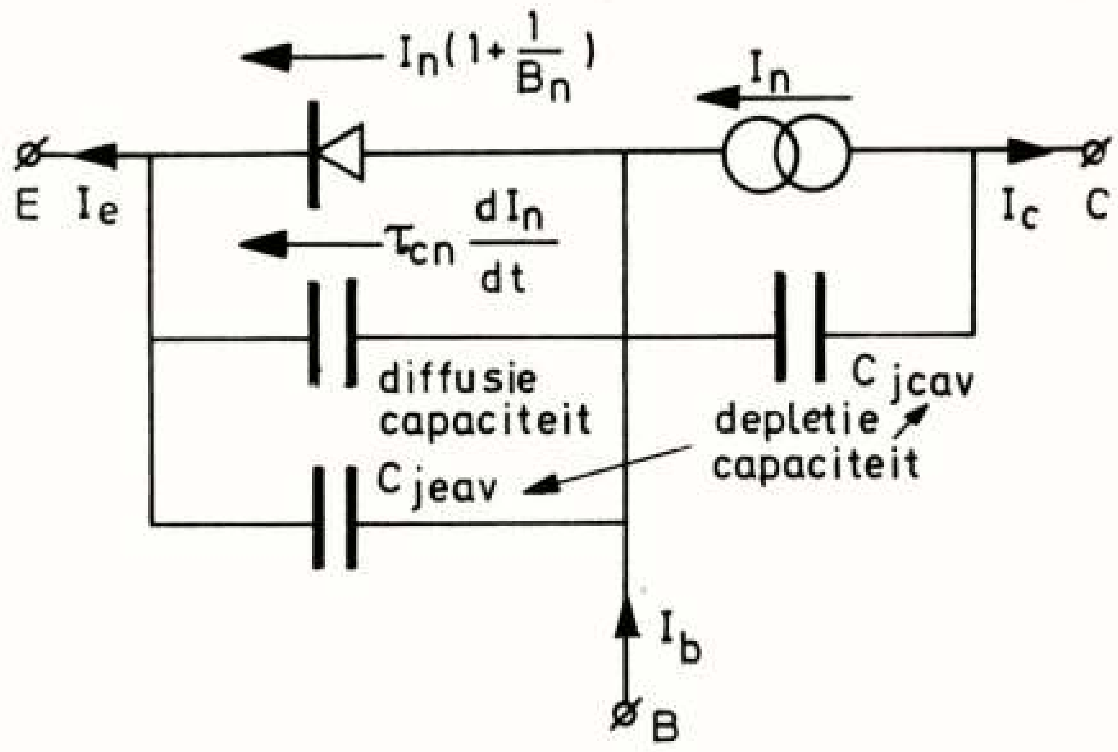
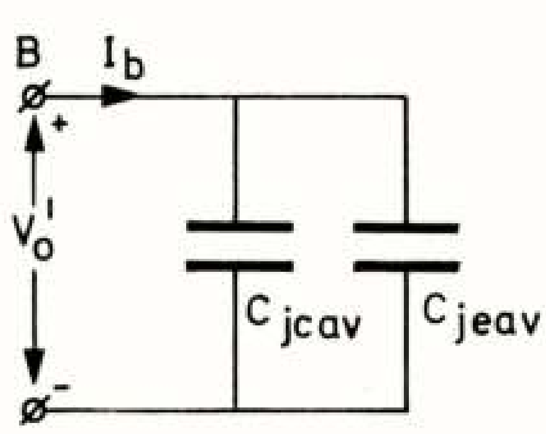


Fig. 13. Het transportmodel.

Het schakelgedrag van de bipolaire transistor kan in twee trajecten worden onderscheiden. Er is gekozen voor die situatie waarbij het uitgangssignaal omhoog gaat, maar voor de neergaande flank geldt een soortgelijk betoog. De symbolen en de polariteiten van de in- en uitgangsspanningen, die in het navolgende aan de orde komen, zijn gedefinieerd in fig. 8.

"Turn-on" traject (fig. 14). In dit traject vloeit er nog geen collectorstroom en blijft de uitgangsspanning V_o gelijk aan 0 V. De depletiecapaciteiten worden opgeladen (C_{jeav} vanaf 0 V tot ca. 0,6 V) en de diffusiecapaciteit wordt verwaarloosd. De belastingscapaciteit C_L is vele malen groter dan C_{jeav} zodat de eerste als kortsluiting is op te vatten.



Er geldt:

$$I_b = (C_{jcav} + C_{jeav}) \frac{dV_o'}{dt} \quad (9)$$

Fig. 14. "Turn on" traject

"Collector current rise" traject (fig. 15). De collectorstroom stijgt zodat de uitgangsspanning V_o toeneemt. De depletiecapaciteit C_{jeav} is opgeladen en wordt verwaarloosd ten opzichte van de diffusiecapaciteit.

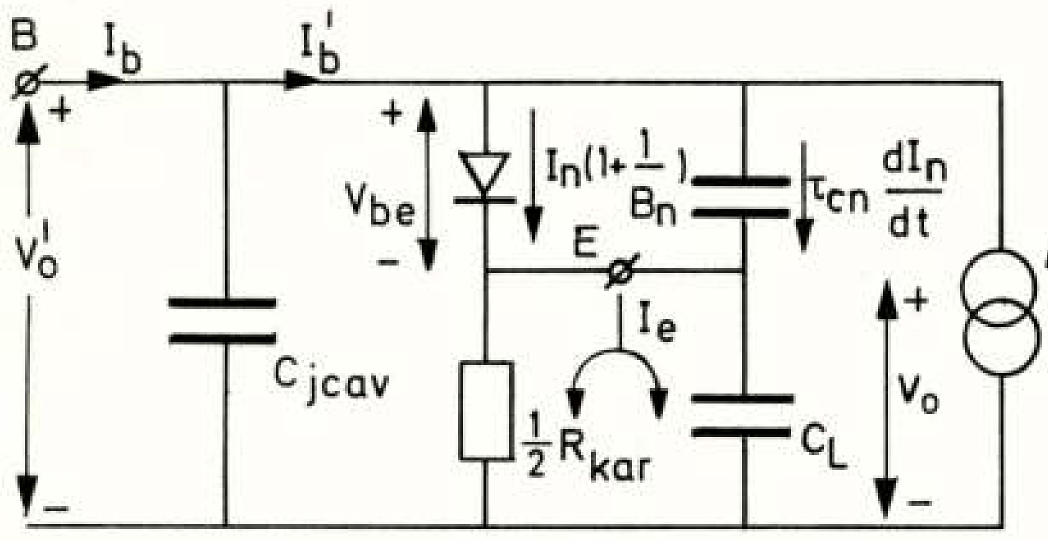


Fig. 15. "Collector current rise" traject.

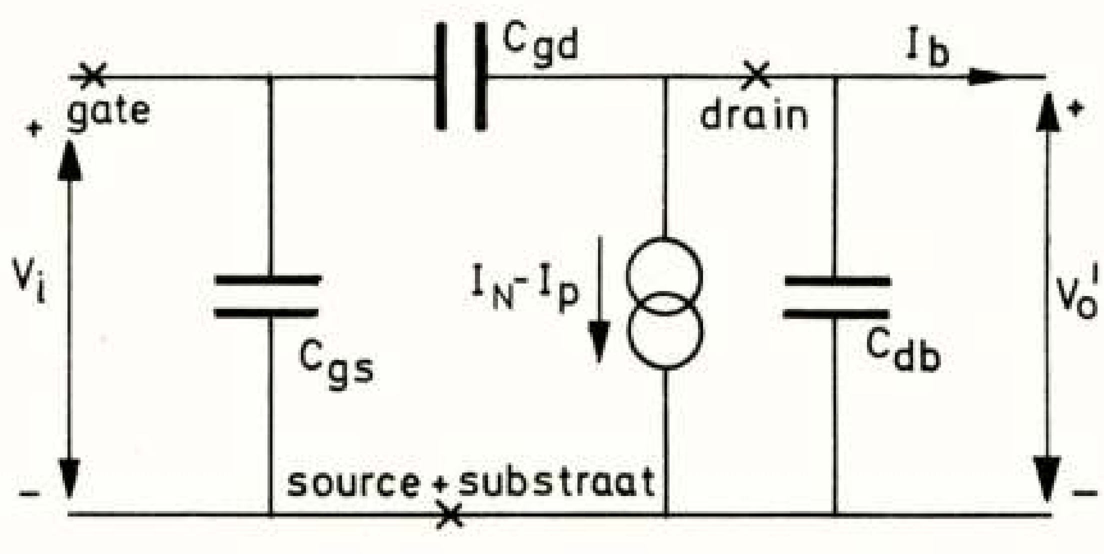


Fig. 16. Het model van een C-MOS inverter

Er geldt:

$$I'_b = \frac{1}{B_n}(1 + s\tau_{bn})\, I_n \qquad (10a)$$

$$I_e \simeq (1 + s\tau_{cn})\, I_n \qquad (10b)$$

$$I_e = \frac{1}{\frac{1}{2}R_{kar.}}\left(1 + s\,\frac{R_{kar}}{2}\,C_L\right)(V'_o - V_{be}) \qquad (11)$$

Uit (10) en (11) volgt:

$$I'_b = \frac{1}{\frac{1}{2}R_{kar}B_n}\,\frac{(1+s\tau_{bn})(1+s\frac{R_{kar}}{2}C_L)}{(1+s\tau_{cn})}(V'_o - V_{be}) \qquad (12)$$

$$\text{waarbij } V'_o - V_{be} = V_o \qquad (13)$$

V_{be} is konstant en ongeveer gelijk aan 0,7 V verondersteld. De tijdkonstante $\tau_{cn} = \frac{\tau_{bn}}{B_n} \simeq 4$ nsec en $\frac{1}{2}R_{kar}C_L = 5$ nsec zodat uitdrukking (12) is te vereenvoudigen tot:

$$I'_b = \frac{1}{\frac{1}{2}R_{kar}B_n}(1+s\tau_{bn})V'_o - \frac{0{,}7}{\frac{1}{2}R_{kar.}B_n} \qquad (14)$$

De basisstroom is (fig. 15):

$$I_b = I'_b + sC_{jcav}\,V'_o. \qquad (15)$$

Het MOS-model. De N- en de P-MOS transistoren staan voor het signaalgedrag bij de C-MOS inverter parallel, zodat de hierna te noemen capaciteiten dan ook uit twee delen bestaan: één van de N- en één van de P-most. Source en substraat zijn bij C-MOS kortgesloten, zodat de capaciteit hiertussen buiten beschouwing blijft. Verder is C_{gs} de gate/source-, C_{gd} de gate/drain- en C_{db} de drain/substraat capaciteit. De drainstromen van de N en de P-MOST zijn resp. I_N en I_P genoemd. Het model van de C-MOS inverter is geschetst in fig. 16.

Voor dit model geldt:

$$-C_{gd}\frac{dV_i}{dt} + I_N - I_P + (C_{gd}+C_{db})\frac{dV'_o}{dt} + I_b(V'_o) = 0 \qquad (16)$$

waarbij $I_b(V'_o)$ wordt gegeven door (9) en (14/15). Hiermee kan bij gegeven $V_i(t)$ en met behulp van numerieke computerberekeningen $V'_o(t)$ en met relatie (13), $V_o(t)$ worden gevonden. Voor $V_i(t)$ is een rampfunctie gekozen welke veelal een goede benadering van de in de praktijk optredende signalen is.

In fig. 17 en 18 is het berekende schakelgedrag geschetst voor twee stijg- en daaltijden van het ingangssignaal: 8 ns en 24 ns. Tevens zijn in deze figuren de metingen aan een simulatie van het ontwerp aangegeven. Verderop wordt hierop nog verder ingegaan. Uit de parameters van het ontwerp $(\frac{W}{L})_P = 200$, $(\frac{W}{L})_N = 50$ en $A_e = 6400\ \mu^2$ volgen de grootte van de verschillende capaciteiten. Voor het "turn-on" traject geldt $C_{jeav} = 5{,}8$ pF en $C_{jcav} = 0{,}7$ pF. In het "collector current rise" traject is $C_{jcav} = 1{,}0$ pF. Verder is $C_{dbav} = 2{,}5$ pF en $C_{gdav} = 0{,}5$ pF.

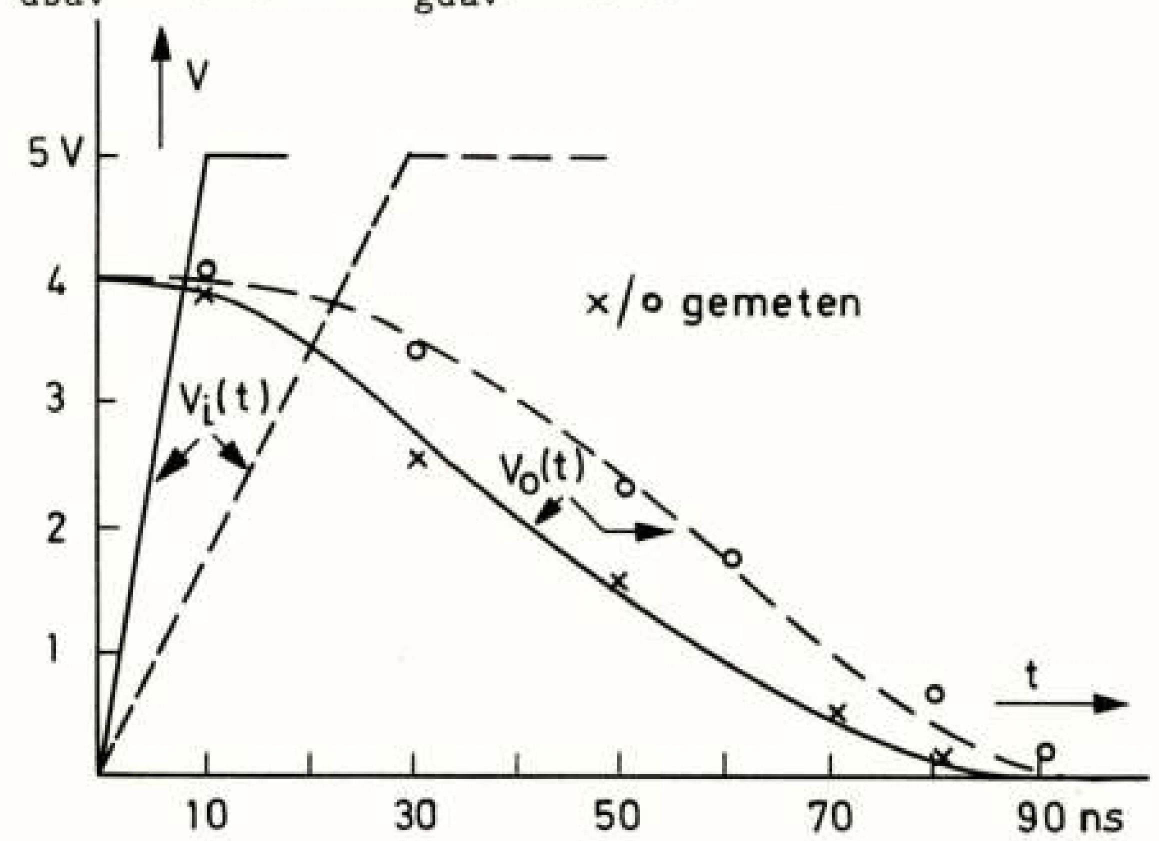


Fig. 17. Neergaande flank

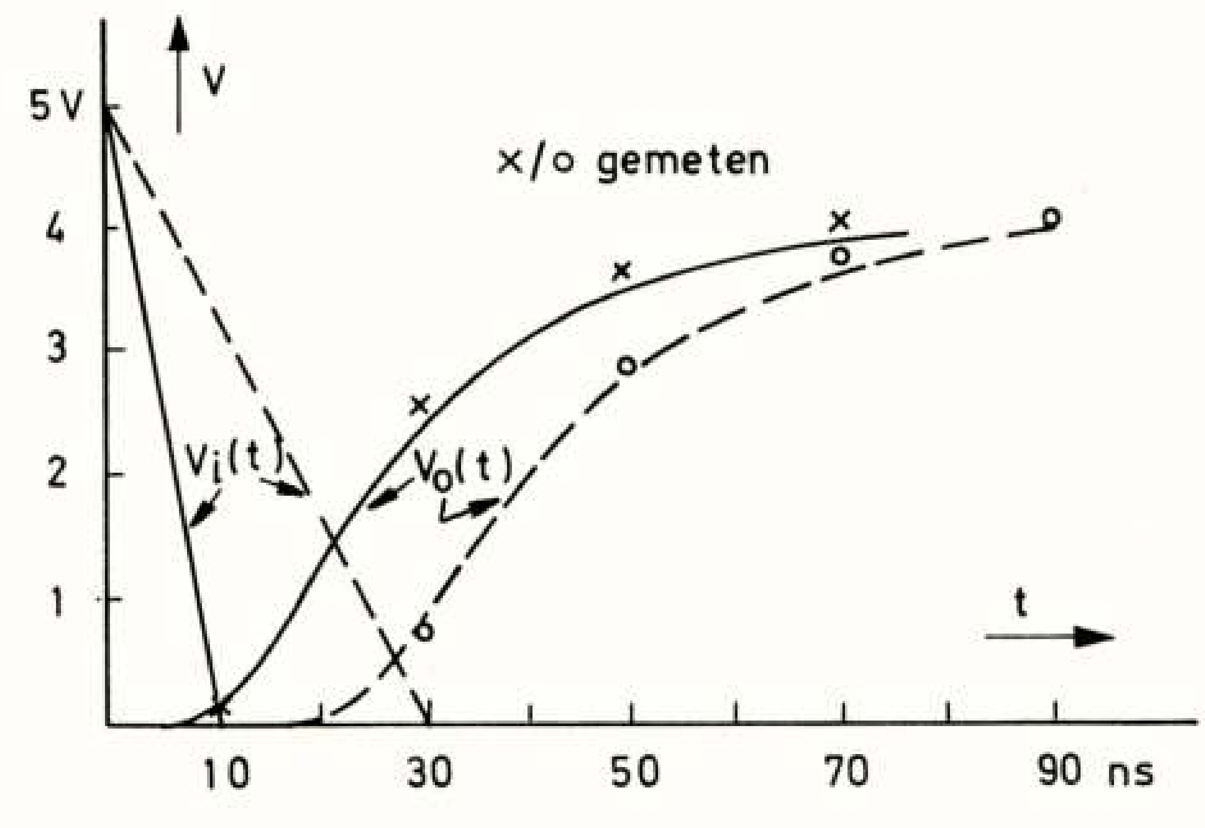


Fig. 18. Opgaande flank

EXPERIMENT EN ONTWERP

In de beginperiode van dit onderzoek stond niet duidelijk vast hoe het uiteindelijk ontwerp zou worden. Er is toen, om te kunnen beschikken over een ruim aantal mogelijkheden, gekozen voor de integratie van een aantal losse componenten. Geïntegreerd is o.a.: een P-MOST ($\frac{W}{L}$ = 100), een N-MOST ($\frac{W}{L}$ = 30) en een bipolaire transistor (A_e = 50 x 72μ^2) waarvan de lay-out hieronder is geschetst (fig. 19). Voor de configuratie van de MOS-transistoren wordt verwezen naar de algemene lay-out (fig. 2).

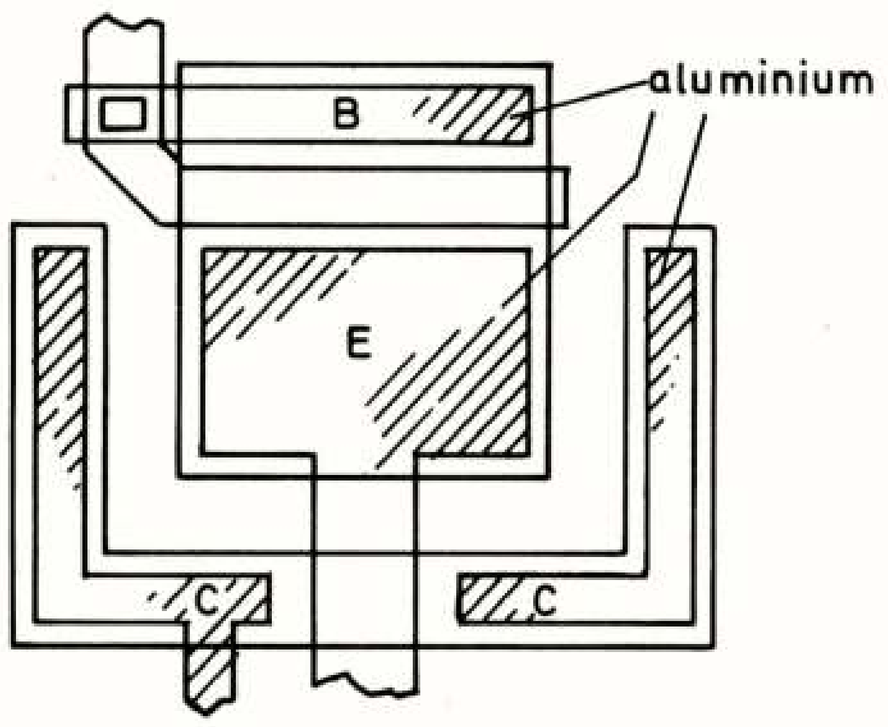


Fig. 19. Lay-out van de bipolaire transistor (50 x 72 μ^2)

Met deze componenten is het schakelgedrag van het uiteindelijk ontwerp (($\frac{W}{L}$)$_P$ = 200, ($\frac{W}{L}$)$_N$ = 50 en A_e = 6400 μ^2) goed te simuleren mits $\frac{1}{2}R_{kar}$ = 100 Ω en C_L = 50pF wordt gekozen. Dit is in te zien als men zich realiseert dat hierbij alle termen van de differentiaalvergelijking (verg. 16) ongeveer een factor 2 kleiner worden, zodat de uiteindelijke differentiaalvergelijking niet verandert.

In de volgende figuur (Fig. 20) is een lay-out geschetst voor een ontwerp van de schakeling (fig. 8) waarbij de grootte van de MOS-transistoren zijn: ($\frac{W}{L}$)$_P$ = 200 en ($\frac{W}{L}$)$_N$ = 50 en het emitteroppervlak is: A_e = 6400 μ^2. Het oppervlak van deze lay-out zonder het interconnectiepatroon is 63.000 μ^2. Dit is meer dan uit de berekening van het optimale ontwerp (fig. 12) volgt doordat nu in het ontwerp rekening is gehouden met het oppervlak van de N-MOS transistor en de collectoraansluiting van de bipolaire transistor.

CONCLUSIE

Ontwerp en realisatie van een bipolaire uitgangstrap in een C-MOS IC voor een uitgangsstroom van 80 mA zijn beschreven. Het door de bipolaire uitgangstrap ingenomen oppervlak is 63.000 μ^2. Gebruik is gemaakt van een inherent in het C-MOS IC aanwezige parasitaire verticale npn transistor. Het dynamische schakelgedrag is

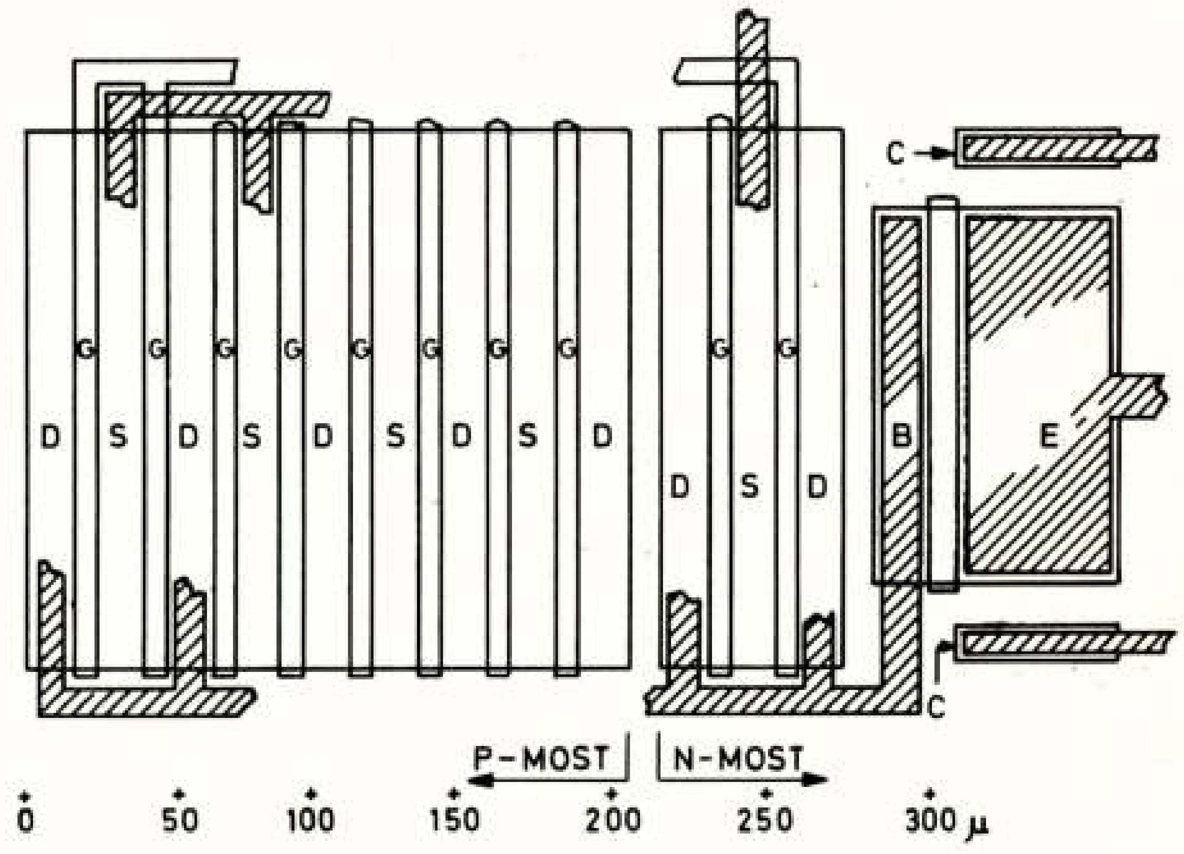


Fig. 20. Lay-out van de bipolaire uitgangstrap.

vergelijkbaar met dat van standaard C-MOS IC's (stijg- en daaltijden ongeveer 50 ns). Vergeleken met een MOS-uitgangstrap voor dezelfde uitgangsstroom is een oppervlaktereduktie van ongeveer 10 maal verkregen.

Dit onderzoek is uitgevoerd o.l.v. prof.ir. T. Poorter in het Laboratorium voor Elektronische Techniek, Afdeling der Elektrotechniek, T.H. Delft. Hulp en faciliteiten zijn ons geboden door de heren dr. A.J. van Iersel, dr. A. Strachan, ir. D. Daub en O.E.H. Klaver van de Afdeling Geïntegreerde Schakelingen te Nijmegen van de H.I.G. Elcoma, N.V. Philips Gloeilampenfabrieken te Eindhoven.

Wij danken alle bovengenoemde heren voor hun zeer gewaardeerde hulp.

REFERENTIES

1. N.C. de Troye, "I^2L - Present and Future", IEEE Journal of Solid State Circuits Vol. SC-9, oct. '74 206
2. L.L. Vadasz, e.a., "Silicon-gate technology", IEEE Spectrum, oc. '69
3. B. Brandt, e.a., "LOCMOS, een nieuwe technologie voor C-MOS schakelingen", Philips technisch tijdschrift, 34, No. 1, '74
4. H.C. Lin, e.a., "Complementary MOS-bipolar transistor structure", IEEE ED 16, nov. '69
5. J. Logan, "Characterization and Modelling for Statical Design", The Bell System Technical Journal, Vol. 50, No. 4, april '71, 1105

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

THERMISCHE KOPPELINGEN IN GEÏNTEGREERDE SCHAKELINGEN

ir. G.C.M. Meijer
Technische Hogeschool Delft

To achieve optimum performance of IC's, often the influence of thermo-electric interaction has to be taken into account. In this article an analysis is given of the factors by which this interaction is determined.

1. INLEIDING

Vermogensdissipatie in één van de componenten van een geïntegreerde schakeling veroorzaakt een temperatuurverandering van iedere component op de chip. Doordat de electrische parameters temperatuurafhankelijk zijn, zal thermo-electrische interactie optreden. Deze interactie kan nuttig gebruikt worden om bijvoorbeeld laagfrequentfilters met grote tijdconstanten te vervaardigen [1], of om de substraattemperatuur te stabiliseren [2]. Veelal echter is thermo-electrische interactie ongewenst.

Nadelige beïnvloeding van de circuiteigenschappen hierdoor kan vaak voorkomen worden door een optimaal ontwerp van de lay-out. Een goed inzicht in de thermo-electrische effecten is hiervoor nodig. Dit artikel is bedoeld om in dit inzicht bij te dragen.

De grootte van de thermo-electrische effecten hangt af van drie factoren die schematisch zijn weergegeven in Fig. 1.:

1) De grootte van de temperatuurstijgingen tengevolge van vermogensdissipatie ergens in de chip.

2) De gevoeligheid van de electrische parameters voor temperatuurveranderingen.

3) De gevoeligheid van de circuiteigenschappen voor parameterveranderingen.

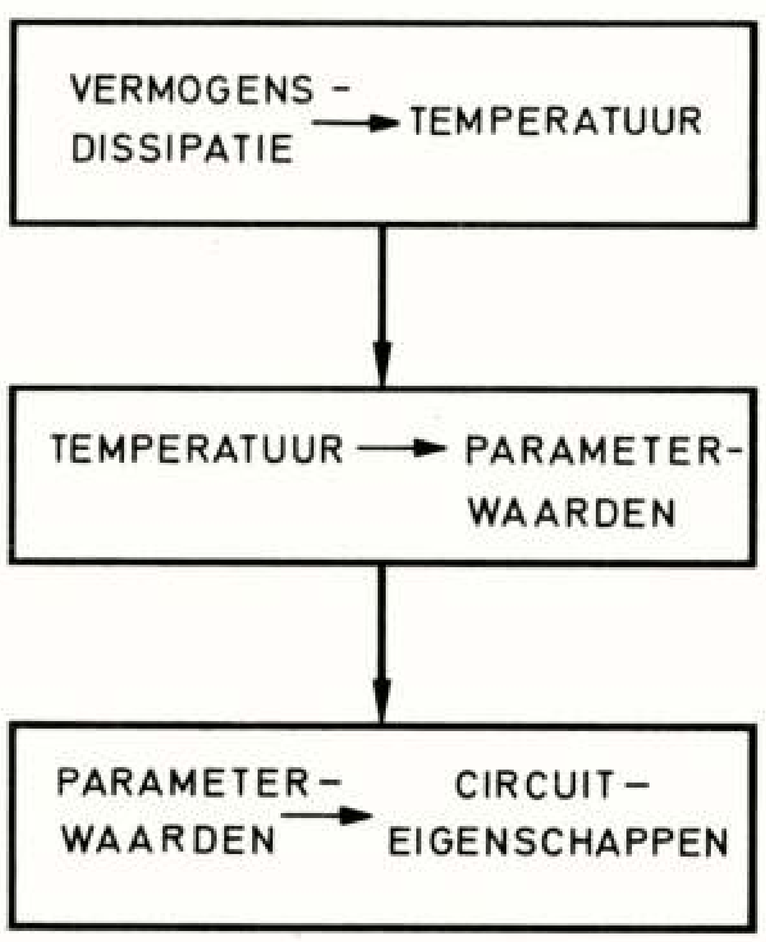


Fig. 1. Schematische voorstelling van de factoren die thermo-electrische interactie bepalen.

Kwantificering van de eerste twee factoren kan tamelijk algemeen geschieden met analytische en empirische methoden. De I.C.-ontwerper kan voorzien worden van algemene informatie hierover voor de door hem gebruikte I.C.-processen. De derde factor zal de I.C.-ontwerper zelf moeten vaststellen voor het door hem ontworpen circuit. Enige voorbeelden kunnen daarbij verhelderend werken.

In de nu volgende hoofdstukken zullen bovengenoemde factoren beurtelings worden besproken.

2. TEMPERATUURVARIATIES IN DE CHIP

In [3] presenteert Kokkas een analyse van het complete drie-dimensionale probleem van warmtestroming in een meervoudig gelaagde structuur, welke toepasbaar is voor I.C.'s. Verscheidene andere auteurs voerden soortgelijke analyses uit. In [3] wordt hiervan een overzicht gegeven.

Deze analyses zijn echter ingewikkeld en meestal kunnen slechts nummerieke oplossingen verkregen worden voor enigszins geïdealiseerde structuren. Daarom is bij het hier gepresenteerde onderzoek gekozen voor een empirische benadering van het probleem.

Er zijn metingen verricht aan een aantal I.C.'s die transistor array's bevatten. Door meting van de basis-emitterspanningen is bepaald hoeveel de temperatuur T van elk van de transistoren verandert, als gevolg van een verandering in de vermogensdissipatie van één van die transistoren. Een typerend resultaat van deze metingen is weergegeven in Fig. 2. Deze curves zijn gemeten voor een CA3046 npn transistor array. Rechtsonder in de figuur is een plattegrond van het array getekend. De middelste curve toont de temperatuurstijging ΔT_3 van transistor Q_3 als gevolg van een vermogensstap ΔP_3 in de collector-dissipatie van diezelfde transistor.

Ruwweg zijn twee effecten te onderscheiden: Een snel effect en een langzaam effect. Het snelle effect is afhankelijk van de thermische impedanties in de directe omgeving van de transistor. Deze worden hoofdzakelijk bepaald door de transistorgeometrie en ook enigszins door de substraatdikte. Het warmtetransport vindt hoofdzakelijk plaats via thermische geleiding van het silicium.

Het langzame effect is afhankelijk van de thermische eigenschappen van de transistorbehuizing. Het warmte-

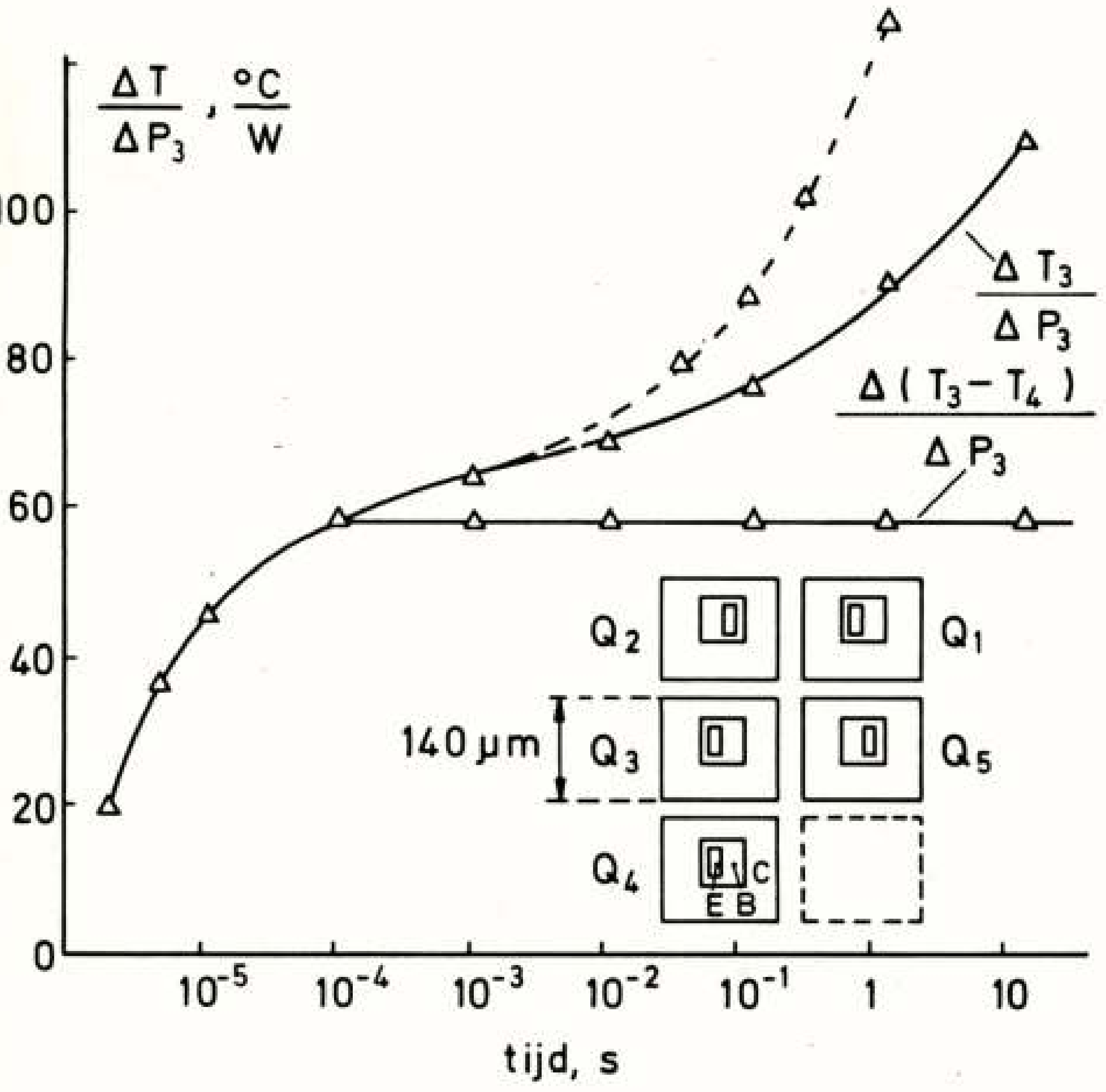
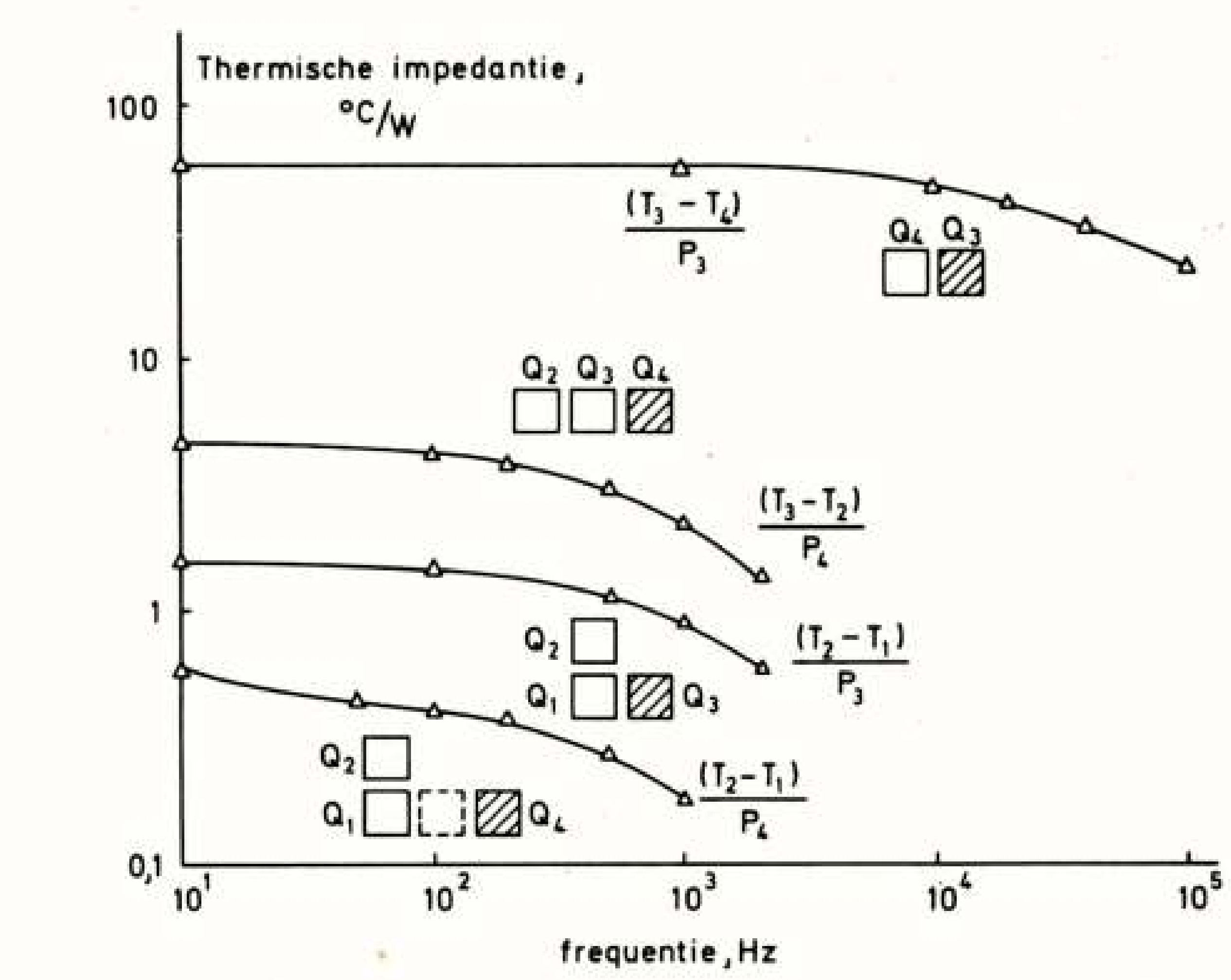
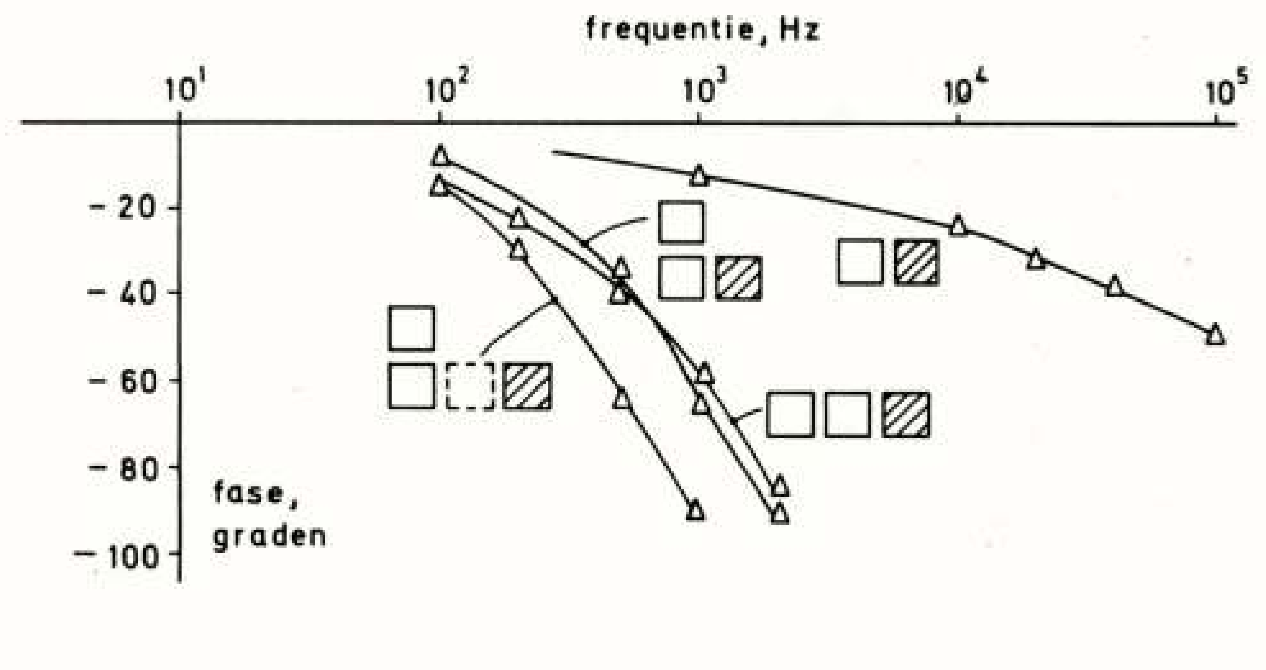


Fig. 2. Temperatuurstijging ΔT van de basis-emitterjunctie veroorzaakt door een vermogensstap ΔP_3 in de collectordissipatie van Q_3.
Rechtsonder in de figuur: Plattegrond van een CA3046 transistor array.



(a)



(b)

Fig. 3. Thermische (verschil-)impedanties voor een CA3046 npn transistor array bij diverse onderlinge posities van de warmtebron t.o.v. de sensoren versus de frequentie.
a) Modulus. b) Fasehoek.

transport in een plastic behuizing vindt in hoofdzaak plaats via thermische geleiding van de metaalconstructie. De onderbroken curve in Fig. 2. is gemeten voor een vergelijkbare transistor in een andere I.C. in een uiterlijk identieke behuizing, maar met een inwendig tengerder constructie van de aansluitingen. Duidelijk blijkt dat in dit geval het langzame effect groter is.

Voor tijden groter dan 10s spelen de thermische eigenschappen van de directe omgeving van de behuizing een belangrijke rol (koellichamen, I.C.-voetjes, luchtstromen). Het warmtetransport vindt zowel plaats via geleiding als via convectie.

Belangrijker dan de absolute waarde van de temperatuur is meestal het verschil in temperatuur tussen de componenten. De onderste curve in Fig. 2. toont het temperatuurverschil tussen de dissiperende transistor Q_3 en een naastgelegen passieve transistor Q_4. Het langzame effect is volledig gecompenseerd. Het snelle effect is onveranderd. Voor sinusvormige verandering van de collectordissipatie van Q_3 is de thermische frequentieresponsie van de verschiltemperatuur $T_3 - T_4$ weergegeven in de bovenste curve van Fig. 3a. De bijbehorende fasehoek is weergegeven in Fig. 3b.

Van veel belang is ook thermo-electrische interactie tussen drie componenten, waarbij een temperatuurverschil in een componentenpaar optreedt als gevolg van dissipatie in een derde component. Enkele thermische impedanties zoals gemeten voor dit geval in een CA3046 transistor array zijn weergegeven in Fig. 3. De indices bij de symbolen T en P corresponderen met die bij de transistoren zoals aangegeven in Fig. 2. Ter verduidelijking is in Fig. 3a. de onderlinge ligging van de transistoren schematisch weergegeven met vierkantjes. Het gearceerde vierkantje stelt de dissiperende transistor voor. Bij de onderste curve in Fig. 3a. is de thermische impedantie klein vanwege de grote afstand tussen de warmtebron en de sensoren en vanwege de bijna symmetrische ligging van de warmtebron. Zulke kleine tijdconstanten kunnen nog een belangrijke rol spelen bij thermische koppeling tussen vermogenseindtrappen en ingangstrappen in I.C.'s waarin een grote versterking is gerealiseerd [4].

3. TEMPERATUURGEVOELIGHEID VAN DE ELEKTRISCHE PARAMETERS

De tweede factor die de invloed van thermo-elektrische interactie bepaald, is de temperatuurgevoeligheid. In vele boeken [2 , 5] zijn gegevens betreffende deze gevoeligheid te vinden. Bovendien beschikken de I.C.-ontwerpers meeestal over een uitgebreide verzameling van gegevens geldend voor de in hun atelier toegepaste standaardprocessen. Ter oriëntatie zijn in tabel I enkele gevoeligheden weergegeven voor kleine temperatuurvariaties bij T = 300°k voor weerstanden en transistoren.

Tabel I: Enkele temperatuurcoëfficienten voor weerstanden en transistoren in I.C.'s.

Weerstanden

Type	$R^{-1}(\delta R/\delta T)$ in %/°C
n^+ (emitter)	≃ 0,2
p (basis)	≃ 0,14
p (basis-pinch)	≃ 0,8
n-epi (collector)	≃ 0,8

Transistoren

Type	$\frac{1}{I_c}\frac{\delta I_c}{\delta T}\Big\vert_{V_{BE}}$ in %/°C	$\frac{1}{I_c}\frac{\delta I_c}{\delta T}\Big\vert_{I_B}$ in %/°C
NPN	≃ 7,5	≃ 0,8
Laterale PNP	≃ 7,5	< 0,3

Bij de transistoren is de temperatuurcoëfficient $I_c^{-1}(\partial I_c/\partial T)|V_{BE}$ opvallend groot. Afgeleid kan worden [6] dat voor deze coëfficient geldt:

$$\gamma \stackrel{df}{=} \frac{1}{I_c}\frac{\partial I_c}{\partial T}\Big|_{V_{BE}} = \frac{1}{T}\left\{\frac{q(V_{GO}-V_{BE})}{kT}+\eta\right\} \qquad (1)$$

waar η een parameter is die van de dotering afhangt ($\eta \simeq 2{,}2$) en V_{GO} de lineair geëxtrapoleerde bandafstand voor 0°K. Welke van de temperatuurgevoeligheden de meeste invloed op de circuiteigenschappen heeft is in zijn algemeenheid niet te zeggen. Ter illustratie worden in het volgende hoofdstuk enige effecten beschouwd, die onder andere het gevolg zijn van de grote waarde van γ.

4. DE GEVOELIGHEID VAN CIRCUITEIGENSCHAPPEN, IN HET BIJZONDER DE UITGANGSADMITTANTIE, VOOR TEMPERATUURVARIATIES

De coëfficient γ is gedefinieerd bij konstante basis-emitter- (b-e)spanning. Transistoren met konstante b-e spanning worden nauwelijks toegepast in I.C.'s. Wel komt het vaak voor dat de b-e junctie gestuurd wordt door een bron met lage impedantie. Enkele typische I.C.-configuraties, waarbij dit het geval is, zijn: differentiaalversterkers, stroomspiegels (Fig. 4), analoge vermenigvuldigers en vele andere translineaire circuits.

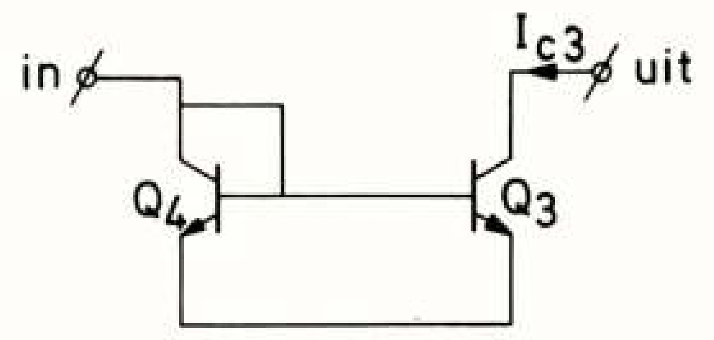


Fig. 4. Eenvoudige stroomspiegel

Tabel II. De componenten van de uitgangsimpedantie van Fig. 4.

I_c	$(g_{o,early})^{-1}$	$(g_{o,thermo})^{-1}$
0,1 mA	1,4 MΩ	25 MΩ
1 mA	140 kΩ	250 kΩ
10 mA	14 kΩ	2,5 kΩ

Voor de stroomspiegel van Fig. 4. geldt dat de stroom I_{c3} ongeveer 7½% stijgt per graad temperatuurstijging van Q_3 en ongeveer 7½% daalt per graad temperatuurstijging van Q_4. Ofwel: I_{c3} verandert 7½% per graad temperatuurverschil tussen Q_3 en Q_4. Dit beïnvloedt onder andere de uitgangsimpedantie [7] van de schakeling. Bij stijging van de collectorspanning van Q_3 neemt de dissipatie toe waardoor het temperatuurverschil $T_3 - T_4$ stijgt. Hierdoor neemt de collectorstroom van Q_3 toe. De uitgangsadmittantie heeft daardoor een thermische component $g_{o,thermo}$ parallel aan de component $g_{o,early}$ die door het early-effect wordt veroorzaakt. Voor lage frequenties geldt voor de thermische component [8].

$$g_{o,thermo} = \gamma I_c^2 R_{th,d} \qquad (2)$$

met $R_{th,d} = d(T_3 - T_4)/dP_3$. (3)

Voor de uitgangsimpedantie $g_{o,cm}$ van de stroomspiegel bij lage frequenties geldt:

$$g_{o,cm} = (g_{o,early} + g_{o,thermo})(1 + g_{m3}r_{E3})^{-1} \qquad (4)$$

met $g_{o,early} = (\partial I_{c3}/\partial V_{CE3})|V_{BE3,T}$ (5)

$$g_m = (\partial I_{c3}/\partial V_{BE3})|V_{BE3,T} \qquad (6)$$

r_{E3} = de emitterweerstand

De factor $(1 + g_{m3}r_{E3})^{-1}$ breng de invloed van de tegenkoppeling, veroorzaakt door een kleine emitterweerstand, in rekening. Tabel II geeft waarden van de componenten van $g_{o,cm}$ die gemeten zijn voor een CA3046 array. De componenten $g_{o,early}$ en $g_{o,thermo}$ zijn evenredig resp. met de collectorstroom en het kwadraat van de collectorstroom. Bij collectorstromen groter dan 2mA overheerst de thermische component. Voor hogere frequenties wordt in (2) voor $R_{th,d}$ de complexe thermische impedantie $Z_{th,d}$ gesubstitueerd (zie Fig. 3.). Bij gecascodeerde schakelingen (Fig. 5.) is een andere vorm van thermische koppeling van belang. Bij vergroting van de uitgangsspanning stijgt de temperatuur van Q_4 en daardoor het temperatuurverschil van de meestal nabijgelegen transistoren Q_1 en Q_2. Dit veroorzaakt dat de uitgangsimpedantie een thermische component $g_{o,thermo}$ heeft waarvoor geldt voor lage frequenties:

$$g_{o,thermo} = \tfrac{1}{2}\gamma I_{c4}^{2} R'_{th,d} \qquad (7)$$

waar

$$R'_{th,d} = d(T_2 - T_1)/dP_4 \qquad (8)$$

Voor de uitgangsadmittantie g_o geldt

$$g_o = g_{o,early} + g_{o,thermo} \qquad (9)$$

met

$$g_{o,early} = (\partial I_{c4}/\partial V_{CB4})|I_{E4,T} \qquad (10)$$

Voor de grootte van de thermische component is de onderlinge ligging van transistoren van belang. Dit blijkt uit tabel III. De waarde van $g_{o,thermo}$ is berekend met gebruikmaking van Fig. 3. ter bepaling van de thermische weerstand $R'_{th,d}$ bij diverse onderlinge liggingen. Door verwisseling van Q_1 en Q_2 kan de thermische component positief dan wel negatief worden. Het is kennelijk mogelijk het early-effect te compenseren met het thermische effect, zodat bij lage frequenties oneindig hoge of zelfs negatieve uitgangsimpedanties ontstaan.

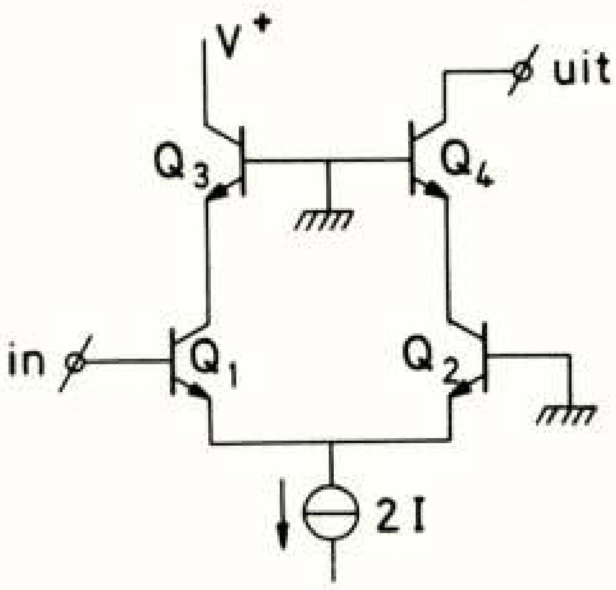
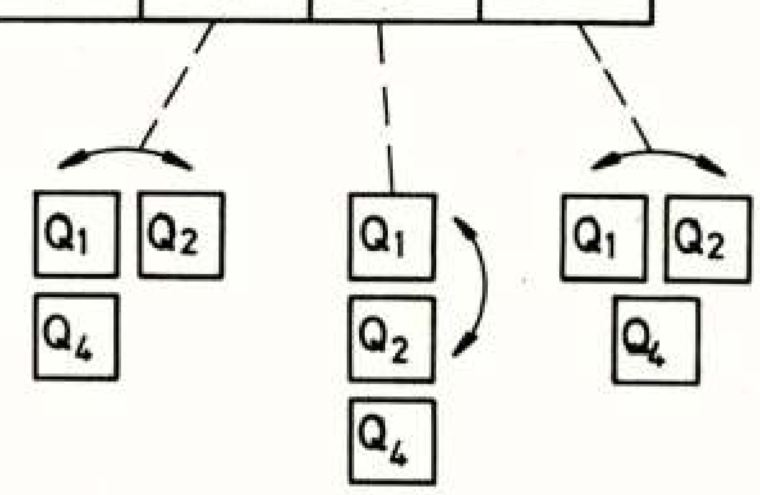


Fig. 5. Gecascodeerd "long-tail pair".

Tabel III. De componenten van de uitgangsimpedantie van de schakeling van Fig. 5.

I (mA)	$(g_{o,early})^{-1}$ (MΩ)	$(g_{o,thermo})^{-1}$ (MΩ)		
0,1	140	±1700	±600	∞
1	14	±17	±6	,,
10	1,4	±0,17	±0,06	,,



Een ander belangrijk geval van thermische terugkoppeling is de terugkoppeling van een vermogenseindtrap naar de ingangstrap van een I.C. [4], [5]. Afhankelijk van de onderlinge positie van de transistoren kan mee- of tegenkoppeling ontstaan. Tevens kan in belangrijke mate tweede harmonische vervorming ontstaan [4]. De maximaal bereikbare versterking bij vol vermogen van het circuit hangt af van deze vorm van thermische terugkoppeling.

5. BESLUIT

Voor een optimaal ontwerp van een I.C. circuit is het vaak noodzakelijk rekening te houden met thermo-elektrische effecten. Het ontwerpen van I.C.'s hoeft daardoor niet veel gecompliceerder te worden omdat het mogelijk is handzame informatie te verstrekken, waardoor schakelingen vaak op eenvoudige wijze in thermo-electrisch opzicht geoptimaliseerd kunnen worden.

REFERENTIES

[1] W.T. Matzen, R.A. Meadows, J.D. Merryman, S.P. Emmons, "Thermal Techniques as applied to functional electronic blocks", Proc. IEEE, vol. 52, pp 1496-1501, December 1964.

[2] D.J. Hamilton, W.G. Howard, "Basic integrated circuit engineering", McGraw-Hill, 1975.

[3] A.G. Kokkas, "Thermal analysis of multiple-layer structures", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-21, pp 674-681, November 1974

[4] J.E. Solomon, "The monolithic op.amp: A tutorial study", IEEE J. Sol. St. Circ., vol. SC-9, pp. 314-332, December 1974.

[5] P.R. Gray, R.G. Meyer, "Analysis and design of

analog integrated circuits", Wiley, to be published.
[6] K.E. Kuyk, "A precision reference voltage source", IEEE J. Sol. St. Circ., vol. SC-8, pp 222-226, June 1973.
[7] O. Mueller, "Internal thermal feedback in fourpoles especially in transistors", Proc. IEEE, vol. 52, pp. 924-930, August 1964.
[8] G.C.M. Meijer, "The influence of thermal feedback on the output impedance of voltage-driven B.J.T.'s", to be published.

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

EIGENSCHAPPEN VAN BIPOLAIRE CCD'S

Dr. M. Kleefstra
Afdeling der Elektrotechniek, Technische Hogeschool Delft

De werking van CCD's met een begraven kanaal en met diode sturing wordt beschreven. De te verwachten eigenschappen worden vergeleken met metingen aan de eerste vervaardigde bipolaire CCD's. De hoeveelheid transporteerbare lading in deze eerste CCD's is 2×10^{11} elektronen/cm^2, de transfer efficiency 0,999, de lichtgevoeligheid is voor zichtbaar licht hoger dan 0,5 elektron/photon en de donkerstroom ligt tussen 10 en 200 nA/cm^2.

1. INLEIDING

In CCD's (Charge Coupled Devices) worden kleine pakketjes lading - van enige duizenden tot enige miljoenen elektronen - overgebracht in potentiaalputten die in een halfgeleider worden verplaatst. Het principe van de eerste CCD is in 1970 beschreven door Boyle en Smith [1], hierin wordt een lange MOS transistor gebruikt waarvan de stuurelektrode in vele stukken is verdeeld. Hierin worden minderheidsladingsdragers gebruikt die aan het Si-SiO_2 grensvlak verplaatst worden. Het transport kan ook plaatsvinden op enige afstand van dit grensvlak en dan met meerderheidsladingsdragers in de BCCD [2] of PCCD [3] waarin de metaal-oxyde-halfgeleiderstruktuur is vervangen door een metaal-oxyde-np diode struktuur. De SCCD's (Surface CCD's) en de CCD's met een begraven kanaal en MOS-sturing die al toepassingen vinden in b.v. vertragingslijnen, geheugenelementen en beeldsensoren zijn uitgebreid bestudeerd en er is een boek aan gewijd [4].

In 1972 is door Schuermeyer e.a. voorgesteld in de begraven kanaal CCD de MOS sturing te vervangen door sturing via pn- of Schottky diodes [5] maar de eerste experimenten over pn diodesturing dateren van 1975 [6]. De sturing met pn dioden i.p.v. MOS kapaciteiten kan voordelen bieden bij gebruik in beeldsensoren, CCD's met pn diodesturing worden hier ook als bipolaire CCD's aangeduid. De te verwachten eigenschappen van deze sturing worden besproken en getoetst aan experimenten.

2. KENMERKEN BIJ DE STURING MET PN DIODEN

Het toepassen van pn dioden i.p.v. MOS kapaciteiten voor de sturing van CCD's met een begraven kanaal leidt tot twee wezenlijke verschillen:
- het gebruik van overlappende elektrodes nodig om een voldoende vloeiend potentiaalverloop in de transferrichting te verkrijgen is niet mogelijk bij pn-sturing
- bij pn-sturing kan lading worden uitgewisseld via de stuurelektroden wat niet mogelijk is bij MOS sturing.

Zoals een SCCD kan worden opgevat als een MOS transistor met een in stukken verdeeld stuurrooster, zo kan een bipolair CCD worden opgevat als een junctie-veldeffekttransistor waarvan het stuurrooster in stukken is verdeeld.

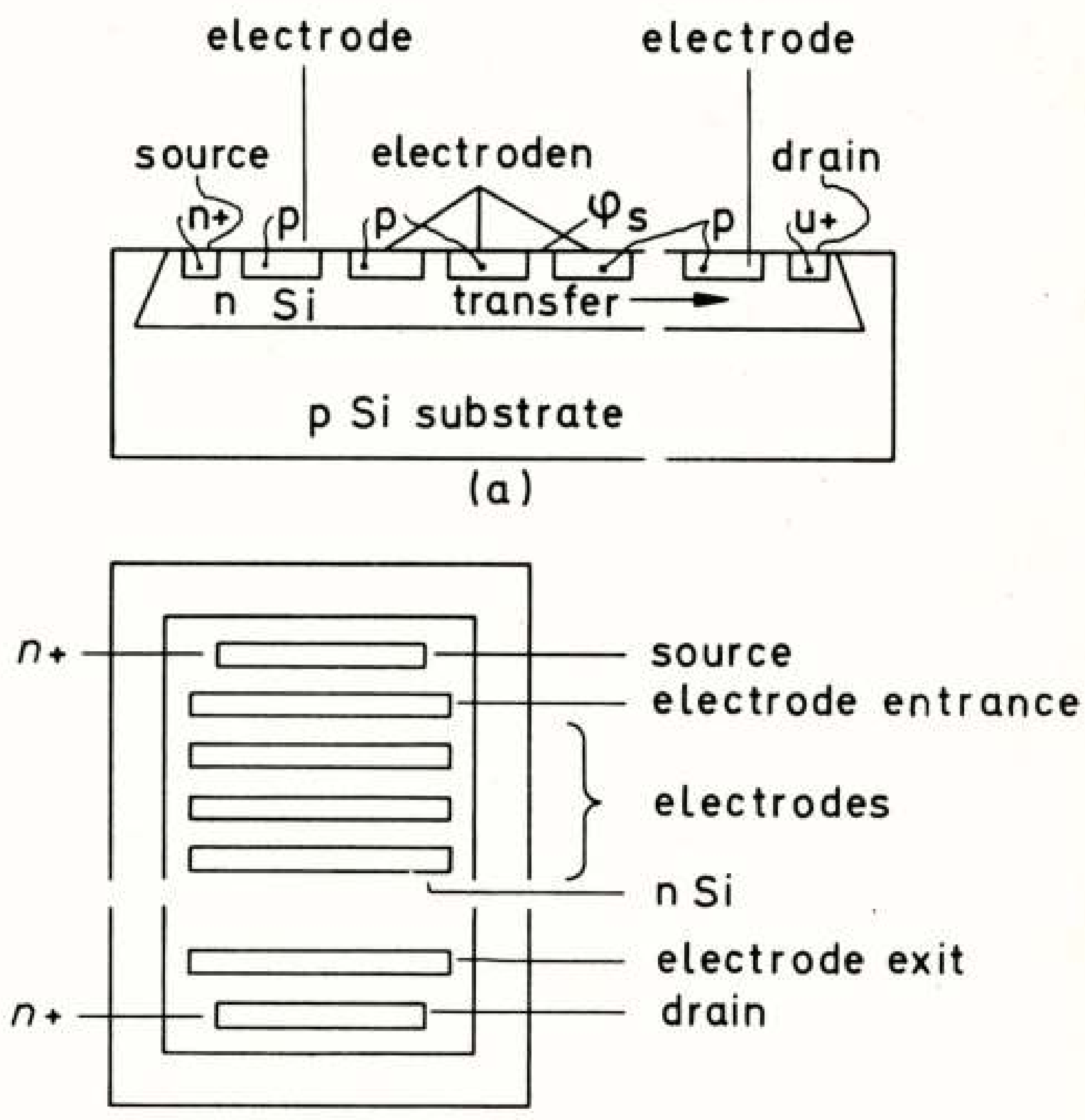


Fig. 1. (a) Doorsnede van een bipolaire CCD
(b) Bovenaanzicht van deze CCD.

In fig. 1a is de doorsnede van een bipolaire CCD getekend in de transferrichting en in fig. 1b het bovenaanzicht op de transferrichting. Met de stuurroosters en het substraat aan de aarde kan de n-laag geheel gedepleteerd worden door het aanbrengen van een voldoend grote positieve spanning op source en drain. Bij verwaarlozing van de afstanden tussen de p-stuurroosters onstaat dan vertikaal een pnp-struktuur met een geheel gedepleteerde

n-laag. Met de vergelijking van Poisson kan het potentiaalverloop worden berekend uit de ruimteladingsverdeling. Het potentiaalverloop kan beïnvloed worden door op een stuurrooster een positieve of negatieve spanning te zetten en eventueel gekombineerd hiermee, een gedeelte van de n-laag niet te depleteren. Voor een geval waarin de n-laag niet geheel is gedepleteerd en waarbij een positieve spanning V_g op het stuurrooster staat, zijn de ruimtelading ρ, het veld E en de potentiaal ϕ in fig. 2 aangegeven. In fig. 3 is het verband aangegeven tussen

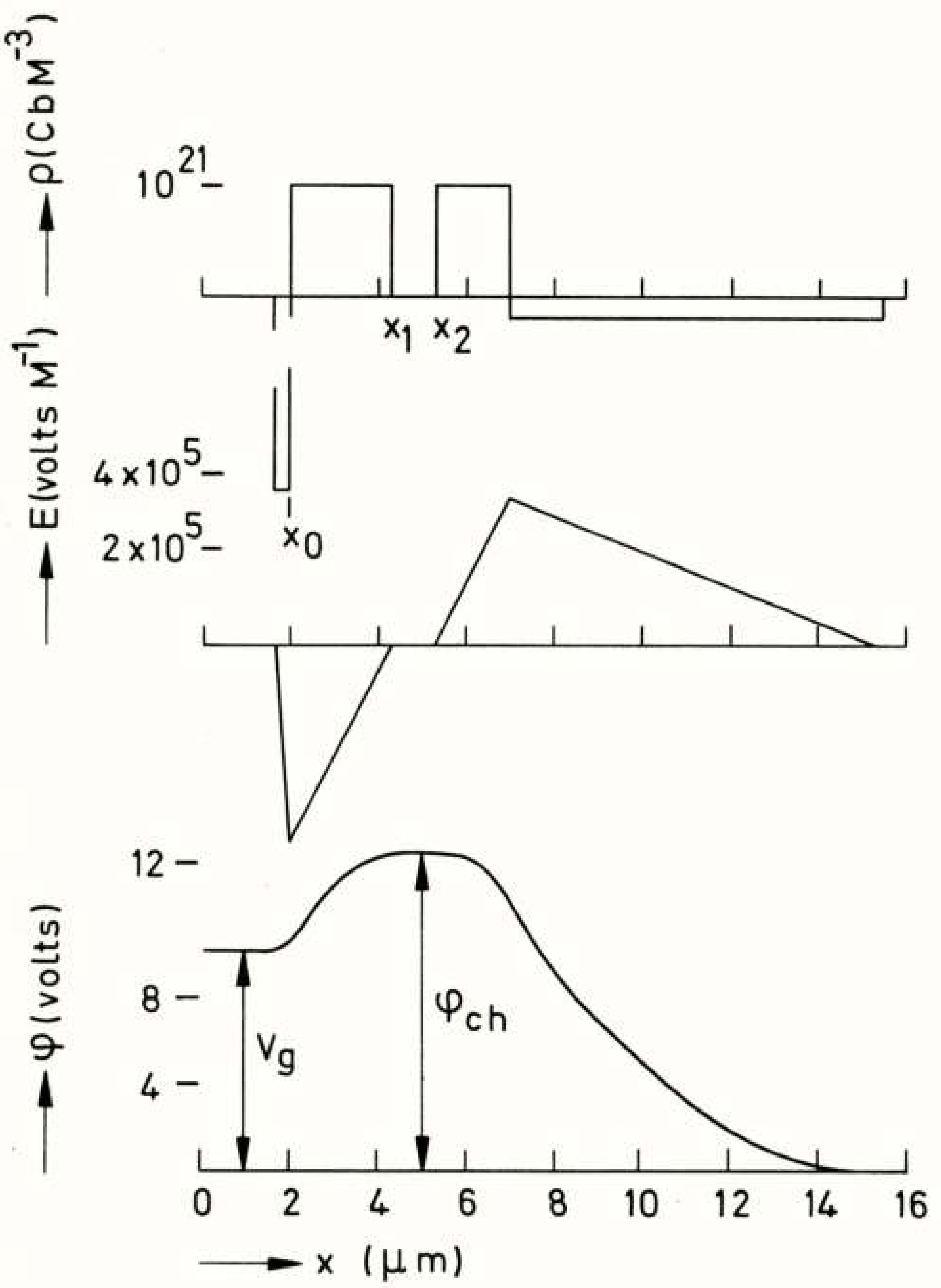


Fig. 2. Respectievelijk ruimtelading ρ, veld E en potentiaal ϕ in een pnp-struktuur berekend met abrupte depletiebenadering.

de maximale kanaalpotentiaal ϕ_{ch} en de roosterspanning V_g voor verschillende diktes van het niet gedepleteerde n-gebied. De transporteerbare lading in fig. 2 is nl. $Q = \int_{x_1}^{x_2} N_D . dx$. Bij de doteringsverhoudingen van fig. 2 wordt het maximale veld bereikt bij volledige depletie op het punt x_o. De maximale lading $Q_m = \int_{x_o}^{x_2} N_D . dx = \varepsilon E_c$ en wordt dus bepaald door het doorslagveld van de halfgeleider. Voor Si is $E_c \simeq 4 \times 10^5$ V/cm en dus is $Q_m \simeq 2{,}5 \times 10^{12}$ electronen/cm^2.

Met behulp van de gegevens uit fig. 2 en 3 is de

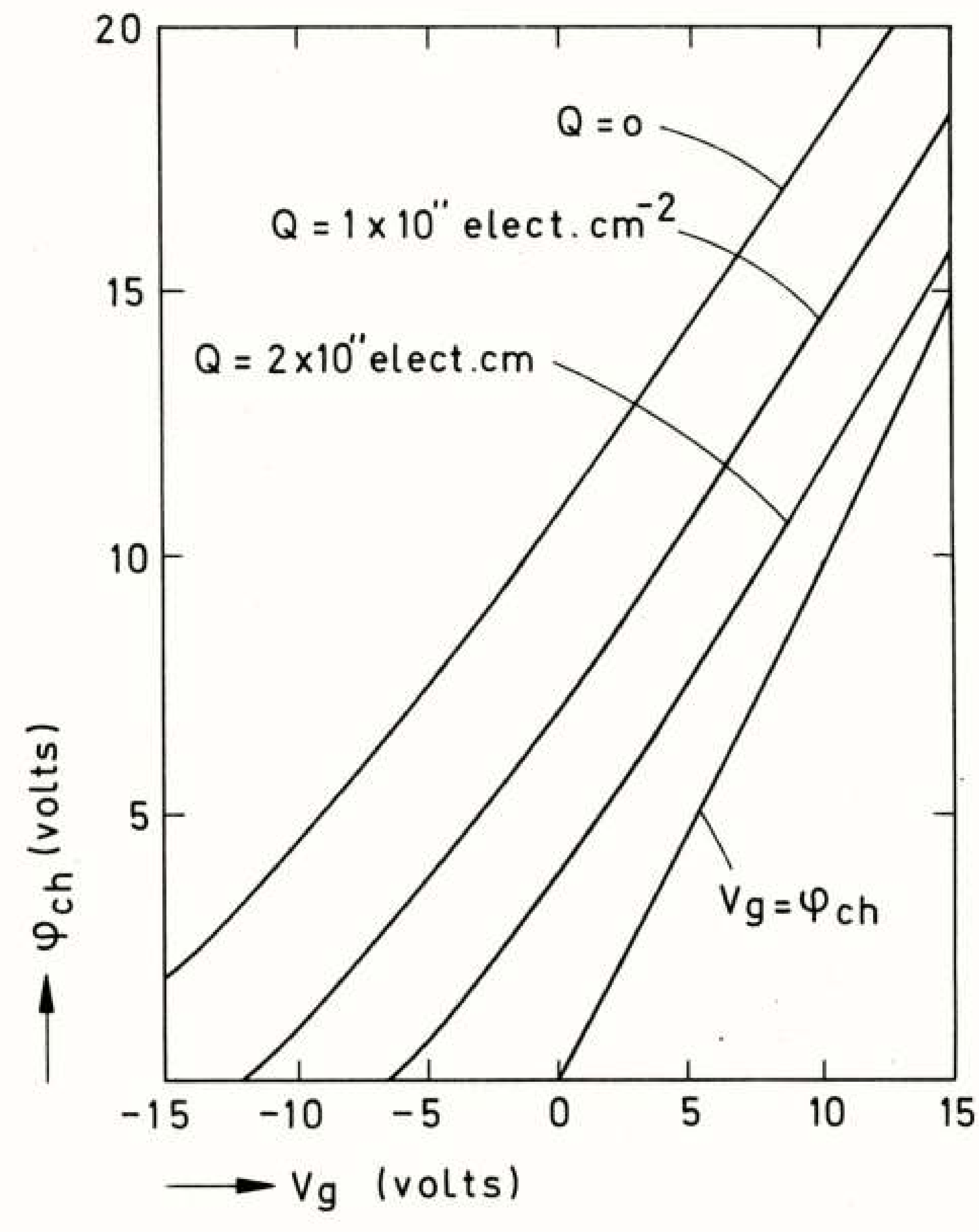


Fig. 3. Kanaalspanning ϕ_{ch} als funktie van roosterspanning V_g.

kanaalpotentiaal als funktie van plaats en tijd uitgezet in fig. 4 waarbij geen rekening gehouden is met de onregelmatigheden in ϕ_{ch} tengevolge van de onderbrekingen in de p-gebieden, dit is dus een geïdealiseerd geval. In fig. 4 is een 3 fasen CCD gebruikt, d.w.z. dat de elementaire cel 3 stuurroosters bevat. De lijn $V_g = \phi_{ch}$ in fig. 3 geeft het punt aan waarbij de bovenste diode niet meer gesperd staat, bij aanwezigheid van nog meer lading vloeit de overmaat lading in het stuurrooster waarbij de vertikale pnp-transistor gaat werken, de overmaat lading vloeit hierbij dus niet in buurputten. Dit overvloeien van teveel lading naar het stuurrooster voorkomt "blooming". Dit verschijnsel bestaat uit het te groot afbeelden van een helle lichtvlek via een beeldsensor. In sommige CCD's kan een teveel aan, door licht gegenereerde, elektronen in buurputten terechtkomen en zo de indruk geven dat deze buurputten ook licht ontvangen.

Door in een p-stuurrooster een n^+ gebied, een emitter, aan te brengen kan men ook de mogelijkheid scheppen om elektronen in het kanaal te brengen. Hierbij vervult in de vertikale npn-transistor het kanaal de rol van kollektor. Deze mogelijkheden om vertikaal lading in en uit het kanaal te brengen via het stuurrooster bestaan niet in CCD's die met een MOS capaciteit bestuurd worden. Over de CCD van fig. 1a moet nog het volgende opgemerkt worden: bij het aanleggen van spanningen op de stuur-

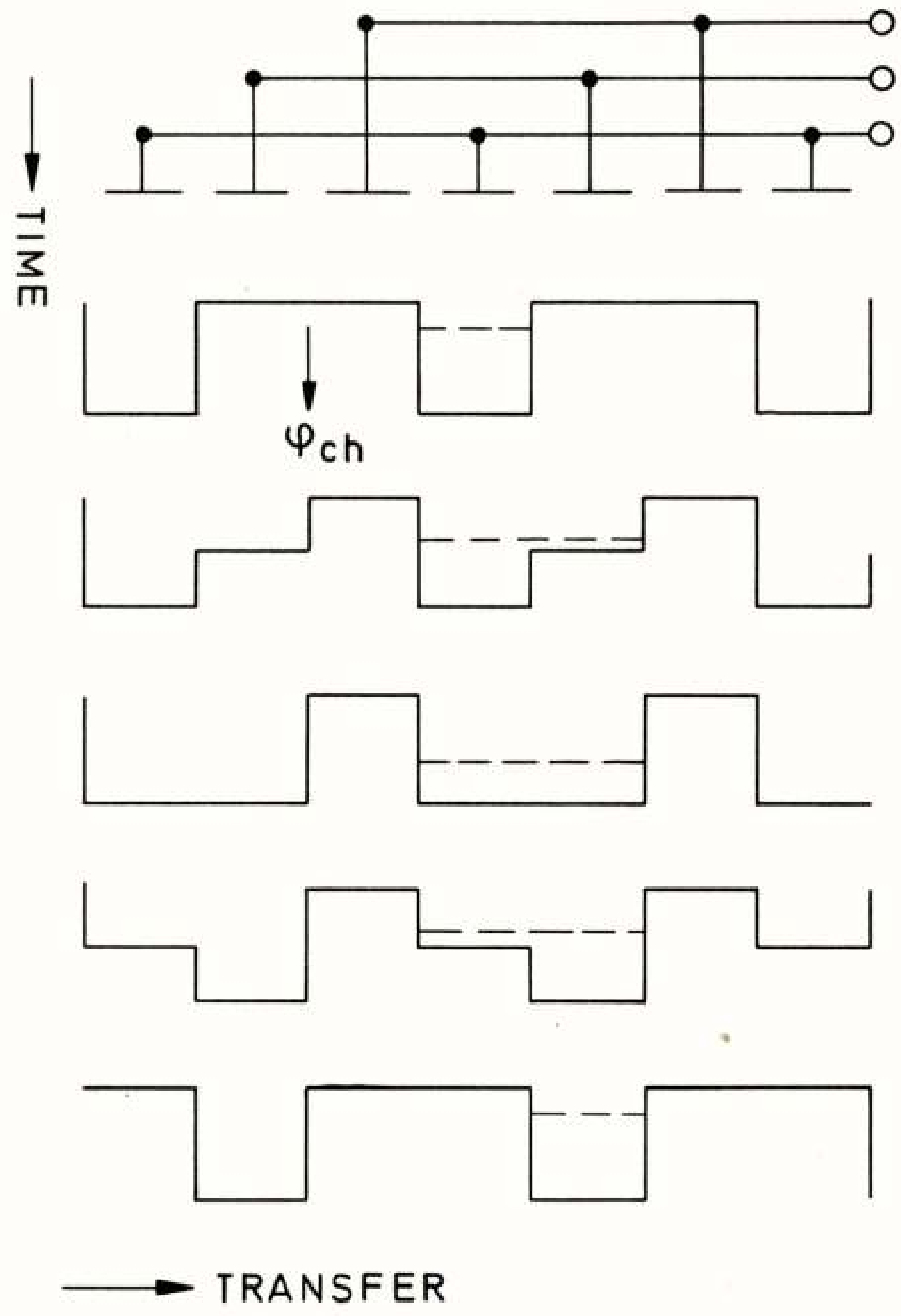


Fig. 4. Kanaalspanning ϕ_{ch} als funktie van plaats en tijd, --- geeft een kleinere ϕ_{ch} onder invloed van lading aan.

roosters geldt de beperking dat er niet veel stroom mag vloeien van het ene stuurrooster naar het andere stuurrooster, om de generatoren van de klokspanningen niet te zwaar te belasten. Tussen de stuurroosters bevindt zich een potentiaalberg voor holes met hoogte ϕ_s. Deze potentiaalberg ϕ_s moet voldoende hoog zijn. De lading mag het oppervlak niet raken wil men een begraven kanaal CCD houden, d.w.z. $\phi_{ch} > \phi_s$. Bovendien moet $\phi_s > V_g$ zijn wil er geen stroom vloeien tussen elektroden. Bovendien moet bij normaal bedrijf $\phi_{ch} > V_g$ zijn, zodat in totaal $\phi_{ch} > \phi_s > V_g$ moet zijn. Door deze voorwaarde zijn de stuurspanningen beperkt.

De potentiaal in het kanaal mag tussen de p-stuurroosters geen potentiaalbergen of potentiaalputten van betekenis bevatten, daar deze de transferefficiency nadelig beïnvloeden [7]. Bij MOS sturing worden overlappende elektrodes gebruikt om de invloed van de onderbreking tot een minimum te beperken. Bij bipolaire CCD's met een homogene n-laag kunnen geen overlappende elektrodes toegepast worden en ontstaan in het kanaal tussen de p-stuurroosters potentiaalbergen, d.w.z. potentiaalputten voor elektronen die des te dieper zijn naarmate de p-gebieden verder van elkaar liggen. Door onder de p-stuurroosters extra donoratomen aan te brengen kan de potentiaal hier locaal verhoogd worden zodat de potentiaal in het kanaal tussen de p-gebieden een voldoend vloeiend verloop krijgt.

Bij de afleiding van de maximaal transporteerbare lading werd geen rekening gehouden met de onderbrekingen in het p-gebied. De voorwaarde $\phi_{ch} > \phi_s > V_g$ legt een extra beperking op. De waarde $Q_m = 2,5 \times 10^{12}$ elektronen/cm^2 zal dus niet bereikt kunnen worden. De transferefficiency zal, bij afwezigheid van potentiaalputten of -bergen in het kanaal, bepaald worden door rekombinatiecentra in de halfgeleider zoals bij BCCD's [8], tenzij de frekwentie te hoog wordt [2].

De te verwachten eigenschappen van bipolaire CCD's zullen dus niet veel afwijken van die van BCCD's met drie uitzonderingen:

- De elementaire cel van bipolaire CCD's zal 2 × langer zijn dan die van BCCD's met overlappende elektrodes. Is de kleinste lijnbreedte die gemaakt kan worden b.v. 6 μ, dan kunnen de p-gebieden 6 μ lang zijn in de transferrichting en op het masker gescheiden zijn door 6 μ, zodat er iedere 12 μ een elektrode ligt. Bij overlappende elektrodes kan iedere elektrode b.v. 6 μ lang zijn en kan met een overlapping van 3 μ (uitrichtfout) een effektieve lengte van 6 μ bereikt worden zodat er iedere 6 μ een elektrode ligt.
- De lichtgevoeligheid van bipolaire CCD's zal groter zijn dan die van BCCD's.
- In bipolaire CCD's bestaat de mogelijkheid van ladingsuitwisseling met de stuurelektrodes.

3. UITKOMSTEN VAN METINGEN AAN DE EERSTE BIPOLAIRE CCD'S

De eerste vervaardigde elementen zijn opgebouwd volgens het schema van fig. 2 en bevatten een homogeen gedoteerde n-laag van 5 μ dik en een donorconcentratie $N_D = 1 \times 10^{15}/cm^3$. Deze 3 fasen CCD wordt gestuurd met 10 × 3 elektroden, breed 95 μ en lang (in de transferrichting) 33 μ. De volgende grootheden zijn aan deze elementen gemeten:

- de kanaalpotentiaal ϕ_{ch} als funktie van de roosterspanning V_g bij afwezigheid van transporteerbare lading
- de diepte van de parasitaire potentiaalputten
- de maximaal transporteerbare lading Q_m
- de transferinefficiency ε
- de lichtgevoeligheid
- de donkerstroom
- het afvoeren van overmaat lading uit de potentiaalputten in de stuurroosters.

De gemeten kanaalpotentiaal is uitgezet als funktie van V_g in fig. 5 waarbij tevens de berekende kromme is uitgezet. Beide krommen lopen evenwijdig. De diepte en de inhoud van de parasitaire potentiaalputten zijn gemeten

bij verschillende spanningen op een stuurrooster terwijl het naburige stuurrooster aan het substraat is verbonden. De resultaten zijn in fig. 6 samengevat. Naarmate de

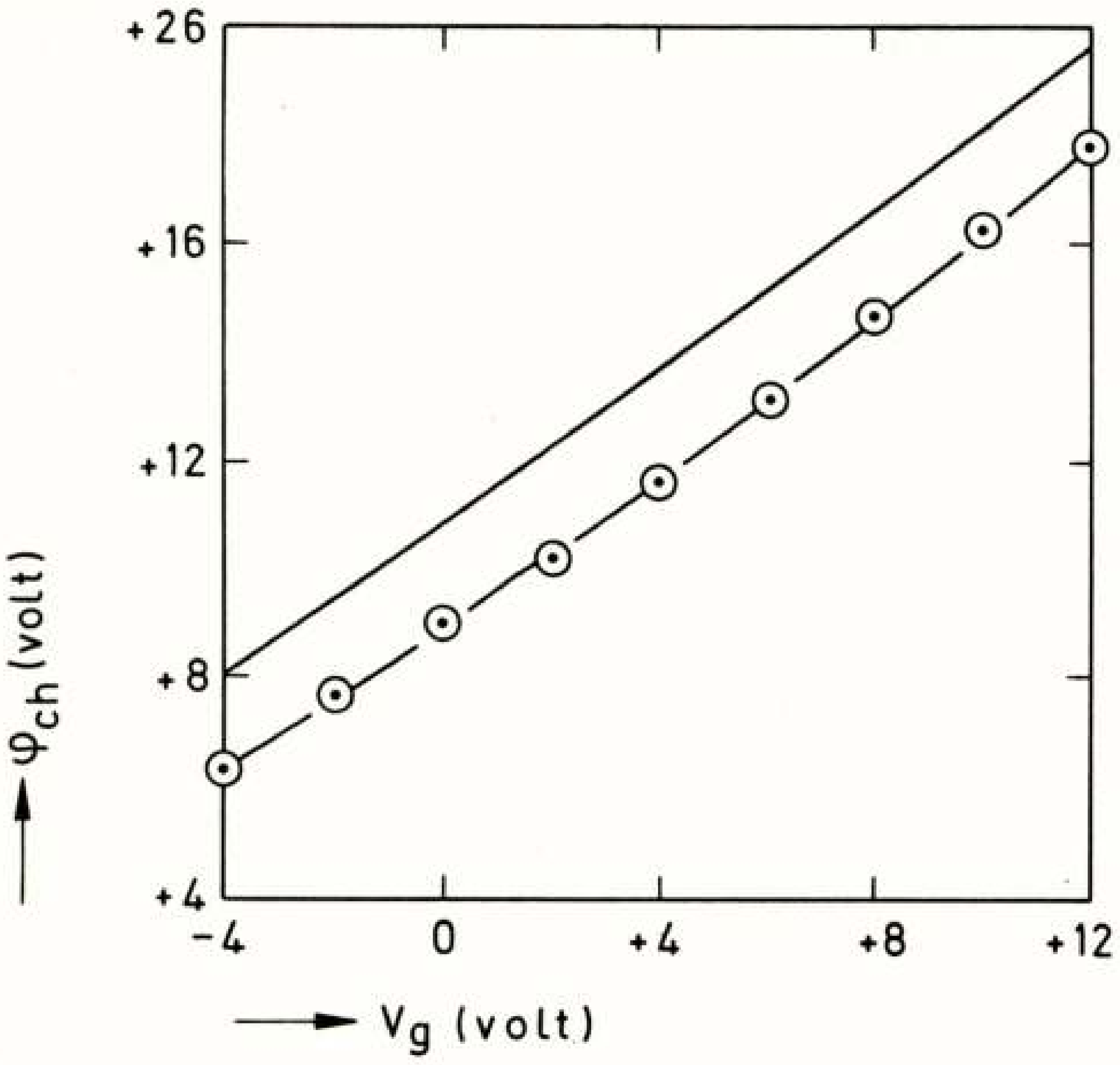


Fig. 5. Gemeten -⊙-⊙- en berekende kanaalpotentiaal als funktie van de roosterspanning V_g.

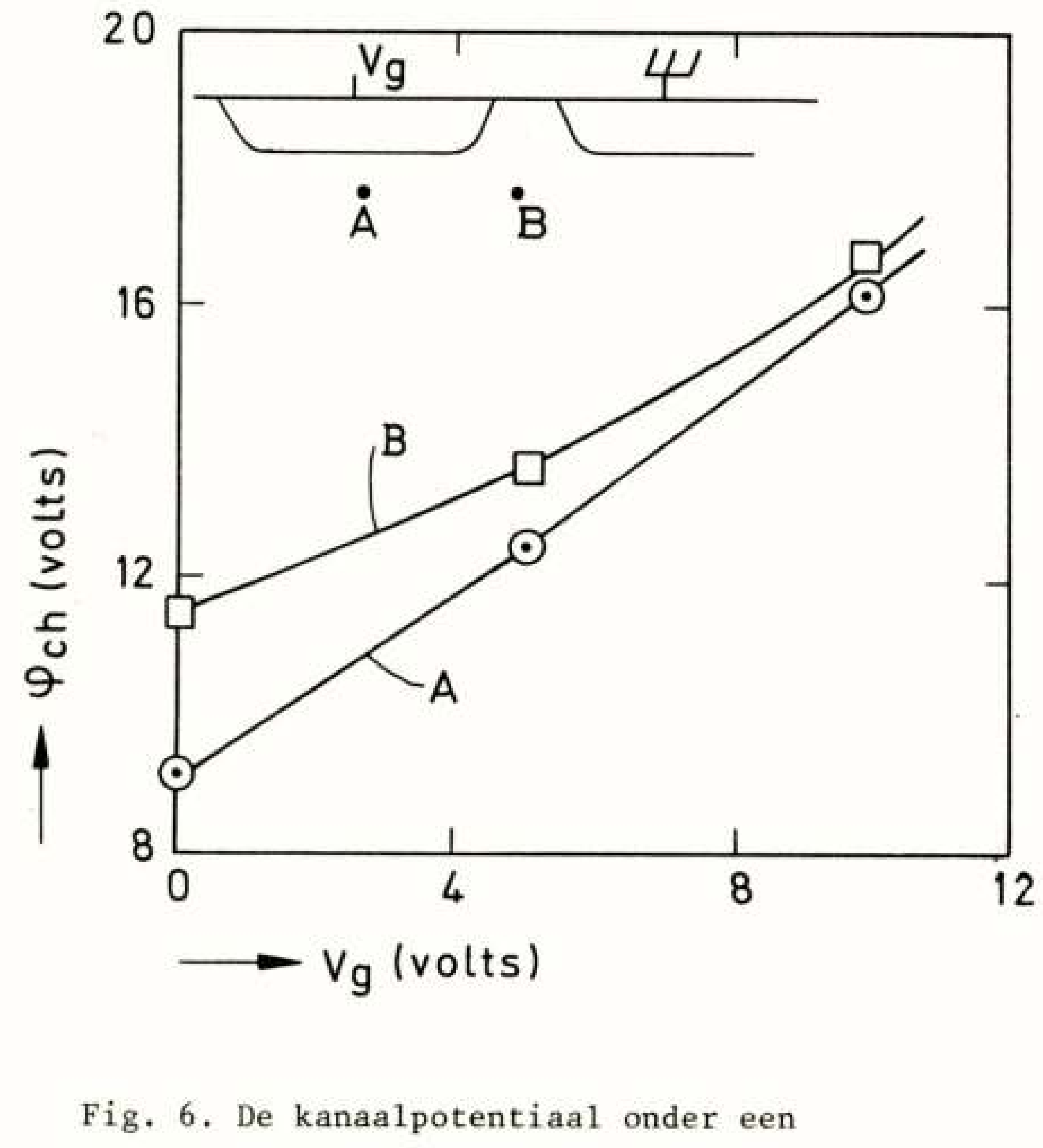


Fig. 6. De kanaalpotentiaal onder een stuurrooster en ernaast.

stuurroosterspanning positiever is, wordt de invloed van de onderbreking kleiner.

De maximale klokpulsen, waarbij tussen p-stuurroosters geen merkbare stroom vloeit, is 12 V. De hierbij maximaal transporteerbare lading met zo goed mogelijke transferefficiency is gemeten als $2,0 \times 10^{11}$ elektronen/cm^2 wat redelijk overeenstemt met de waarde $2,5 \times 10^{11}$ die voor 12 V klokpulsen uit fig. 3 afgeleid kan worden. De bijbehorende transferinefficiency is als funktie van de frekwentie uitgezet in fig. 7 voor 2 vormen van klokpulsen. De gevonden waarden, rond 1×10^{-3},

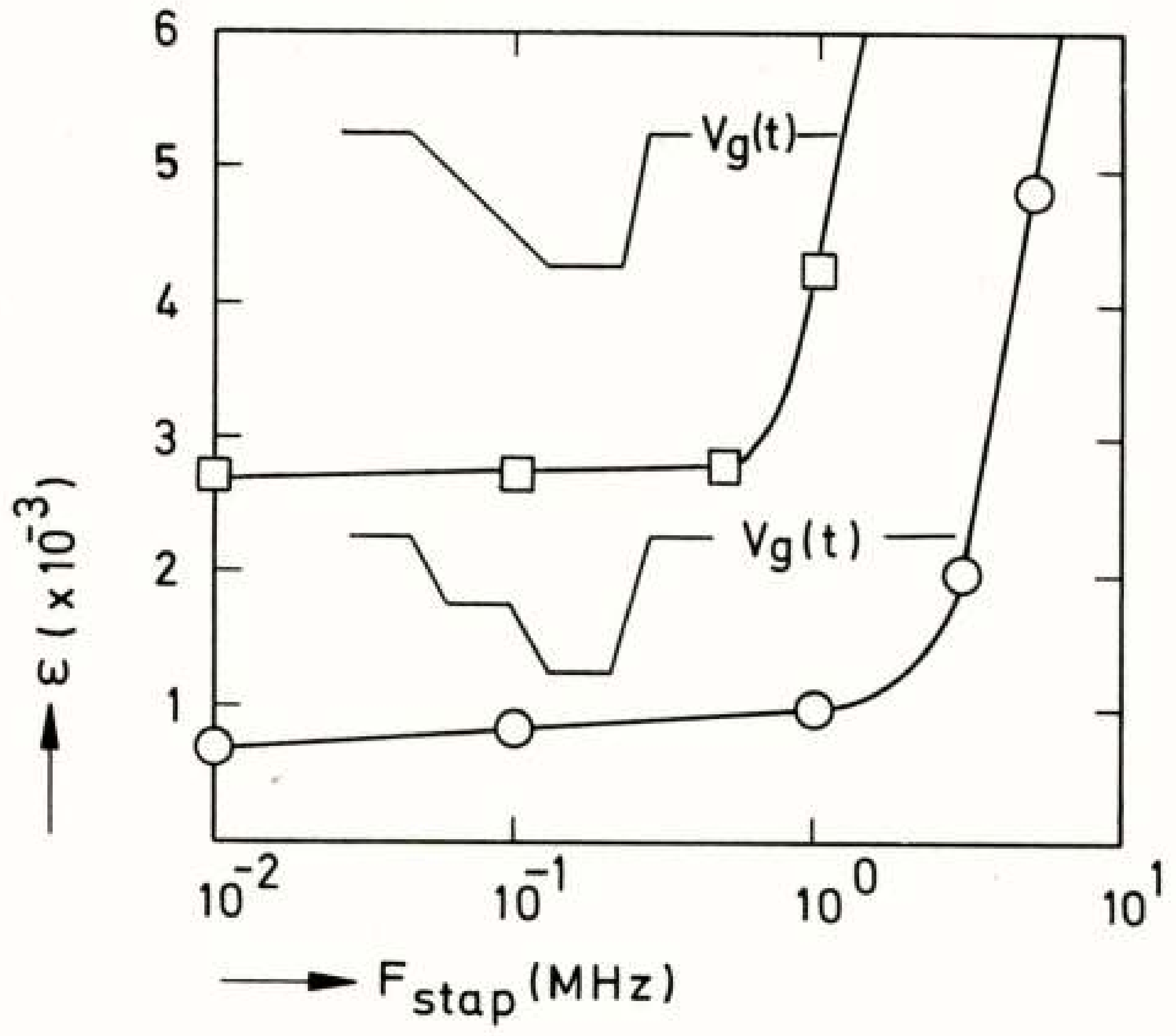


Fig. 7. Transfer-inefficiency ε als funktie van de frekwentie.

zijn een faktor 100 hoger dan bij de beste BCCD's, zeer waarschijnlijk door de aanwezigheid van parasitaire potentiaalputten tussen de p-stuurroosters.

De lichtgevoeligheid is gemeten in het zichtbare gebied. De quantumefficiency, d.w.z. het aantal vrijgemaakte elektronen per foton dat als signaal verzameld wordt, is als funktie van de golflengte uitgezet in fig. 8. De maxima en minima in de kromme zijn toe te schrijven aan interferentie te danken aan de SiO_2 laag die het CCD bedekt, en waarvan de laagdikte van de orde van grootte is van de golflengte van het gebruikte licht. De gevonden quantumefficiency is een faktor 2 à 3 hoger dan die gemeten aan BCCD's met MOS sturing [4].

De donkerstroom in deze CCD's vertoont een grote spreiding van exemplaar tot exemplaar met waarden van 10 nA/cm^2 tot 200 nA/cm^2. De donkerstroom wordt veroorzaakt door generatiecentra in de epi-laag en in het substraat. De in MOS BCCD's gemeten donkerstromen komen met de hier gemeten overeen [4].

Het afvoeren van overmaat lading uit de potentiaalputten geschiedt bij overschrijding naar rechts van de lijn $V_g = \phi_{ch}$ uit fig. 3. Experimenteel is dit gemeten door bij stilstaande klok een potentiaalput te vullen via generatie van ladingsdragers met behulp van geabsorbeerd licht. Het overlopen van teveel lading kan plaatsvinden

naar buurputten of naar het stuurrooster. Is de stuurroosterspanning V_g boven de put groter dan ϕ_{ch} onder buurelektroden dan loopt de lading in het stuurrooster waarbij dus de bovenste pn-diode in doorlaat komt, wat betekent dat er een pnp-transistor gaat werken. De emitterstroom is van deze transistor gemeten en is ongeveer 400 × hoger dan de basisstroom. Pas na een generatie

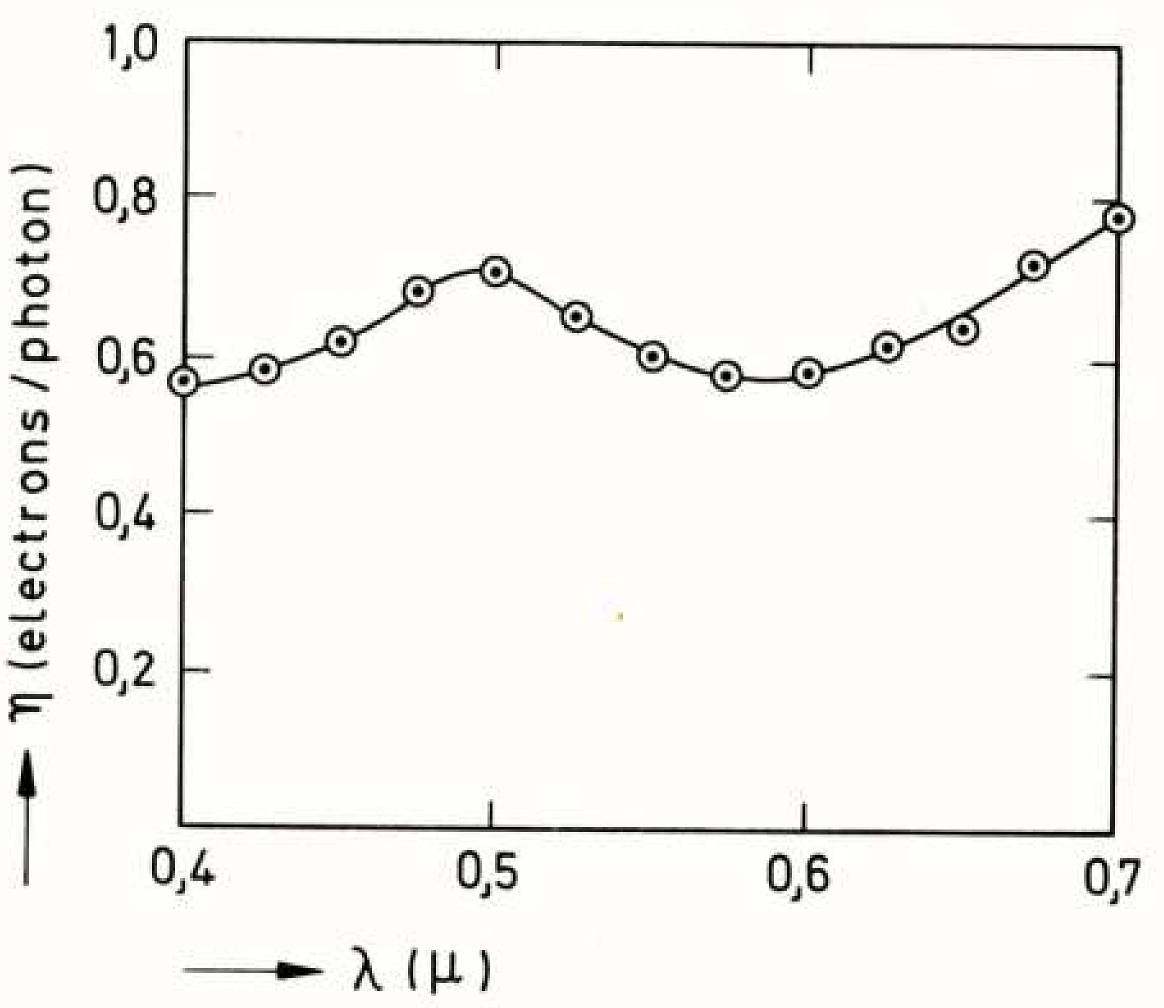


Fig. 8. Quantumrendement μ als funktie van de golflengte.

door licht van 10^2 à 10^3 maal Q_m vloeit er ook lading naar de buurputten. Bij een beeldsensor bestaande niet uit een matrix, maar uit één lijn elementen behoeven dus voor antiblooming geen maatregelen getroffen te worden.

4. CONCLUSIES

De hier behandelde bipolaire CCD's, die met behulp van weinig processtappen zijn vervaardigd, zijn wat betreft transferefficiency, hoeveelheid te transporteren lading en afmetingen duidelijk inferieur aan de reeds langer bestudeerde MOS CCD's. Waarschijnlijk kunnen, met extra processtappen, voor de transferefficiency en de grootte van de lading bruikbare waarden behaald worden. De goede lichtgevoeligheid, de mogelijkheid van ladingstransport via de stuurroosters en de relatief kleine parasitaire capaciteiten rechtvaardigen dan ook een verder onderzoek aan dit type CCD.

De schrijver is veel dank verschuldigd aan de heer A. Schmitz van het Natuurkundig Laboratorium van Philips in Eindhoven voor zijn aanmoedigingen en voor het maken van de CCD's en aan de heren P.C. Heuwekemeijer en C.D. Hartgring voor hun grote aandeel in de metingen aan deze CCD's.

REFERENTIES

1 Boyle, W.S. and Smith, G.E., "Charge Coupled Devices", Bell Syst. Techn. J. 49, pp. 587-593, 1970.

2 Walden, R.H., Krambeck, R.H., Strain, R.J., McKenna, J., Schryer, N.L. and Smith, G.E., "The Buried Channel Charge-Coupled Device", Bell Syst. Techn. J. 51, pp. 1635-1640, 1972.

3 Esser, L.H.J., "Peristaltic Charge Coupled Device: a new type of charge transfer device", Electr. Lett. 8, pp. 620-621, 1972.

4 Carlo H. Sequin and Michael F. Tompsett, "Charge Transfer Devices", Academic Press, New York - San Francisco - London, 1975.

5 Schuermeyer, F.L., Belt, R.A., Young, C.R. and Blasingame, J.M., "New Structure for Charge Coupled Devices", Proc. IEEE 60, pp. 1444-1445, 1972.

6 Kleefstra, M., "First Experimental Bipolar Charge Coupled Device", Microelectronics 7, pp. 68-69, 1975.

7 Peek, H.L., "Twin Layer CCD Performance for Different Doping Levels of the Surface Layer", IEEE Trans. Electron Devices ED23, pp. 235-239, 1976.

8 Collet, M.G., "An Experimental Method to Analyse Trapping Centers in Silicon at Very Low Concentration", Solid State Electronics 18, pp. 1077-1083, 1975.

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

EEN SNELLE EN BEDRIJFSZEKERE SCHAKELAAR VOOR ANALOGE SIGNALEN

ir. K.B. Klaassen, ir. J.C.L. van Peppen, J. Meerkerk
Laboratorium voor Elektronische Instrumentatie
Afd. Elektrotechniek, T.H. Delft

In this contribution a monolithically integrated analogue signal switch is presented. The described signal switch is a unilateral voltage signal change-over switch, i.e. it is capable of commutating between two voltage type input signals and it can only pass the signals in one direction: from input to output. It also performs impedance buffering between the source and the load. It is further capable of a high commutation rate (25MHz) of signals with a wide frequency spectrum (DC-100MHz). This signal switch has only a low offset voltage (1mV) and small (50mV), short lasting (50ns) switching transients. It consists of an all-transistor circuit realized in a standard monolithic process. In view of the circuit reliability the bonding receives special attention.

INLEIDING

In vrijwel alle elektronische systemen komen schakelaars voor. Al naar gelang de functie van een schakelaar in een systeem kan men schakelaars globaal indelen in signaalschakelaars en vermogensschakelaars. Het eerste type schakelt spanningen en/of stromen waarop de signaalinformatie is geënt. Vermogensaspecten spelen bij signaalschakelaars doorgaans een ondergeschikte rol. Bij vermogensschakelaars zoals bijvoorbeeld voor kunnen komen in de voedingsleidingen van een unit in een systeem spelen deze aspecten juist een belangrijke rol: zowel in de "aan" toestand als in de "uit" toestand moet de dissipatie in een vermogensschakelaar gering zijn. In het navolgende zullen wij ons beperken tot signaalschakelaars.

Voorbeelden van toepassingen van signaalschakelaars in elektronische systemen zijn de schakelaars die gebruikt worden voor signaalroutering in telemetriesystemen en andere systemen voor informatietransmissie. Verder worden bijvoorbeeld ook in redundant uitgevoerde systemen signaalschakelaars gebruikt om de ingangs- en uitgangssignalen van een defect geraakte unit over te schakelen op een in stand-by staande unit.

Voor wat de eisen betreft die men moet stellen aan een signaalschakelaar is het zinvol signaalschakelaars te onderscheiden in schakelaars voor digitale en schakelaars voor analoge signalen. Een schakelaar voor digitale signalen behoeft alleen de tijdstippen waarop de amplitude van het signaal verspringt door te geven, wat neerkomt op het behoud van de structuur (de vorm) van het signaal. De eisen die gesteld worden aan een schakelaar voor analoge signalen zijn veel zwaarder. Naast de vorm van het te schakelen signaal moet ook de grootte (amplitude) behouden blijven. De overdracht in de "aan" toestand van zo'n schakelaar moet dus nauwkeurig gelijk aan 1 zijn. Voor gelijkspanningssignalen mag de schakelaar bovendien niet behept zijn met een offset spanning tussen zijn ingang en uitgang. Verder mag bij deze signalen ook geen instelstroom naar de ingang of de uitgang van de schakelaar vloeien. Deze beide fouten zouden namelijk, indien zij niet voldoende klein gehouden worden, het nulniveau van het signaal ontoelaatbaar veranderen. In deze bijdrage zullen we ons verder alleen bezig houden met schakelaars voor analoge signalen.

Alvorens iets te kunnen zeggen over mogelijke schakelaarconfiguraties en de elektronische realisatie daarvan, moeten we de eisen kennen die gesteld worden aan een schakelaar voor analoge signalen. Naast de hierboven reeds ter sprake gekomen eis van een 1 keer overdracht zonder nulpuntsfouten in de "aan" toestand, staat de eis van een overdracht nul in de "uit" toestand: de parasitaire doorspraak moet zo klein mogelijk zijn.

Een signaalschakelaar vormt meestal het verbindende element tussen verschillende delen (units) van een systeem. Waar terugwerking tussen de delen van zo'n systeem ongewenst is, zal de schakelaar unilateraal moeten zijn. Waar belastingswisselingen niet mogen doorwerken zal de schakelaar tevens een impedantie-buffer moeten vormen. Onder deze omstandigheden zal men bijvoorbeeld van een spanningssignaalschakelaar verlangen dat hij unilateraal is en een hoge ingangs- en een lage uitgangsimpedantie heeft. De versterkende elementen die in zo'n unilaterale impedantiebuffer gebruikt worden mogen de bandbreedte en de slew rate (de maximale veranderingssnelheid van een signaal die een schakeling nog juist kan volgen) niet ongunstig beïnvloeden: de bandbreedte en de slew rate van de schakelaar moeten groot zijn.

Een schakelaar voor analoge signalen wordt ook wel als bemonsterschakelaar gebruikt. Daartoe moet hij zeer snel een signaal kunnen in- en uitschakelen.

Tenslotte mag de schakelaar op de schakeltijdstippen geen "schakelklikken" geven. Zulke overgangsverschijnselen bij het omschakelen zullen in de praktijk toch optreden. Ze moeten dan echter klein zijn en mogen slechts

kort duren.

Uit het oogpunt van de bedrijfszekerheid van het systeem bezien, zijn signaalschakelaars elementen die in serie staan met de rest van het systeem. Als de schakelaars defect raken valt het gehele systeem uit. In sommige systemen worden bovendien veel signaalschakelaars toegepast. Een goede bedrijfszekerheid is dus een eerste vereiste voor een signaalschakelaar. Om aan deze eis van een hoge bedrijfszekerheid te voldoen moet de schakelaar eenvoudig zijn, dus weinig complex. Hij mag slechts uit weinig componenten bestaan (lage kwantitatieve complexiteit). Verder dienen er slechts componenten gebruikt te worden die gemakkelijk realiseerbaar zijn, die dus ruim in hun specificaties zitten (lage kwalitatieve complexiteit).

Aan deze bedrijfszekerheidseis kunnen we voldoen door gebruik te maken van één component: een monolithisch geïntegreerde schakeling. In deze techniek zijn transistoren het beste te realiseren, waarbij npn-transistoren veel betere specificaties dan pnp-transistoren hebben. We zorgen er daarom voor dat de signaalschakelaar uit uitsluitend transistoren is opgebouwd en dat de npn-transistoren de gewenste functies bepalen terwijl de pnp-transistoren slechts gebruikt worden voor compensatiedoeleinden.

Bij een geïntegreerde schakeling (IC) vormt de las (bond), tussen de aluminium metallisatie van de schakeling en de verbindingsdraden naar de pennen van de behuizing waarin de schakeling is opgenomen, de zwakste schakel in de bedrijfszekerheidsketen. Aan de methode en de techniek van het bonden moet dan ook aandacht worden besteed.

CONFIGURATIE

In fig. 1 is een eenvoudige configuratie aangegeven voor een unilaterale, impedantiebufferende spanningssignaalschakelaar. Deze configuratie (ref. 1) is in feite niets anders dan een voor offset gecompenseerde emittervolger waarvan de staartstroom I_t kan worden aan- en afgeschakeld.

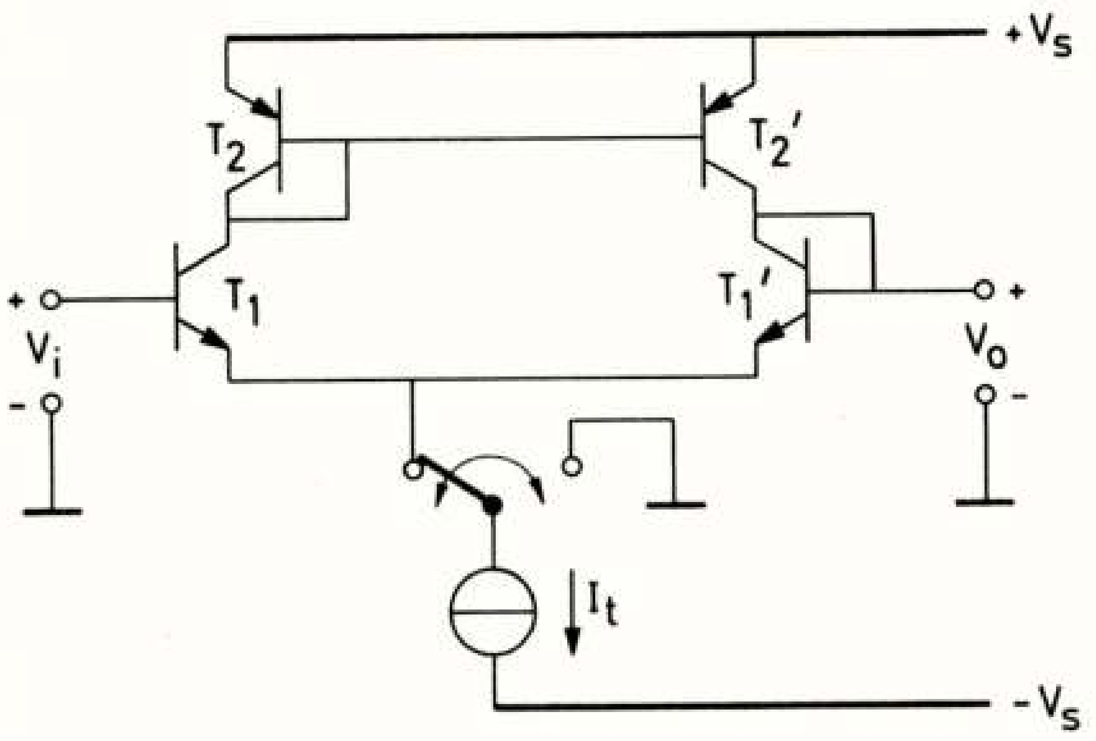


Fig. 1. Voor offset gecompenseerde emittervolger als schakelaar.

In ingeschakelde toestand zorgt de pnp-stroomspiegel, bestaande uit T_2 en T_2', ervoor dat de stroom door T_1 en T_1' gelijk is. Indien de transistoren T_1 en T_1' identiek zijn en de ingangsspanning $V_i = 0$, dan stelt de schakeling zich dus zo in dat de staartstroom I_t zich gelijkelijk verdeelt over T_1 en T_1' en de uitgangsspanning gelijk is aan 0 volt. In deze configuratie wordt dus de basis-emitterspanning van T_1 gecompenseerd door de basis-emitterspanning van de als diode geschakelde T_1'.

Bij uitgeschakelde staartstroom wordt de verbinding tussen in- en uitgang verbroken; er staan dan alleen twee diodes in anti-serie schakeling van de ingang naar de uitgang. Ook is er geen verbinding met de voedingsspanningen; tussen de ingang en de positieve voedingsspanning staat een collector-basis diode in sperrichting. Dat is ook het geval tussen de uitgang en de voedingsspanning. In uitgeschakelde toestand zijn de ingang en de uitgang dus zwevend ten opzichte van elkaar en ten opzichte van de voedingsspanning.

Zoals eenvoudig kan worden aangetoond is de uitgangsweerstand R_o van deze schakeling bij kortgesloten ingang gegeven door

$$R_o = \frac{2kT}{qI_t} + \frac{r_{bb'}}{\beta}.$$

Dit geldt alleen voor lagere frequenties (beneden 1MHz) waarbij de pnp-stroomspiegelschakeling nog correct als stroomspiegel functioneert. Bij hogere frequenties doet de stroomspiegel, die opgebouwd wordt uit laterale pnp-transistoren, niet meer mee aan de signaaloverdracht. Deze vindt dan uitsluitend plaats door T_1 als emittervolger en de daarmee in serie staande diode T_1'. Het gevolg is dat bij hoge frequenties de uitgangsweerstand twee keer zo groot is als boven aangegeven.

De ingangsweerstand R_i van de schakelaar van fig. 1 in de "aan" toestand is eenvoudig te bepalen, zij luidt

$$R_i = \beta(R_1 + R_o)$$

waarin R_1 de externe belastingsweerstand van de schakelaar is. Daar $R_1 >> R_o$ is, mogen we R_i dus benaderen door $R_i \approx \beta R_1$ evenals dat bij een emittervolger het geval is.

De traagheid van de pnp-stroomspiegel geeft aanleiding tot het ontstaan van relatief grote spanningspieken op de uitgang bij het inschakelen en het uitschakelen van de staartstroom I_t. Zo zullen bijvoorbeeld bij het uitschakelen van I_t de transistoren T_1 en T_1' vrijwel onmiddellijk stroomloos worden maar de transistoren T_2 en T_2' van de stroomspiegel nog enige tijd

blijven geleiden om hun grote parasitaire capaciteit te ontladen. Hierdoor blijft T_2' nog enige tijd stroom leveren in de uitgang. Dat veroorzaakt een positief gaande spanningspiek op de uitgang,waarvan de grootte afhangt van de belastingsimpedantie van de schakelaar. Deze grote "schakelklikken" kunnen worden voorkomen door twee schakelaars van het type van fig. 1 met de uitgangen aan elkaar te verbinden en ze in tegenfase te schakelen (ref. 2). Zo'n omschakelaar is aangegeven in fig. 2.

De schakeling van fig. 2 heeft twee ingangen V_{i1} en V_{i2} die beurtelings doorgeschakeld kunnen worden naar de gemeenschappelijke uitgang V_o. Dit overschakelen gebeurt met de schakelsignalen op de bases van T_3 en T_3'. Deze twee transistoren leiden, afhankelijk van de aange-

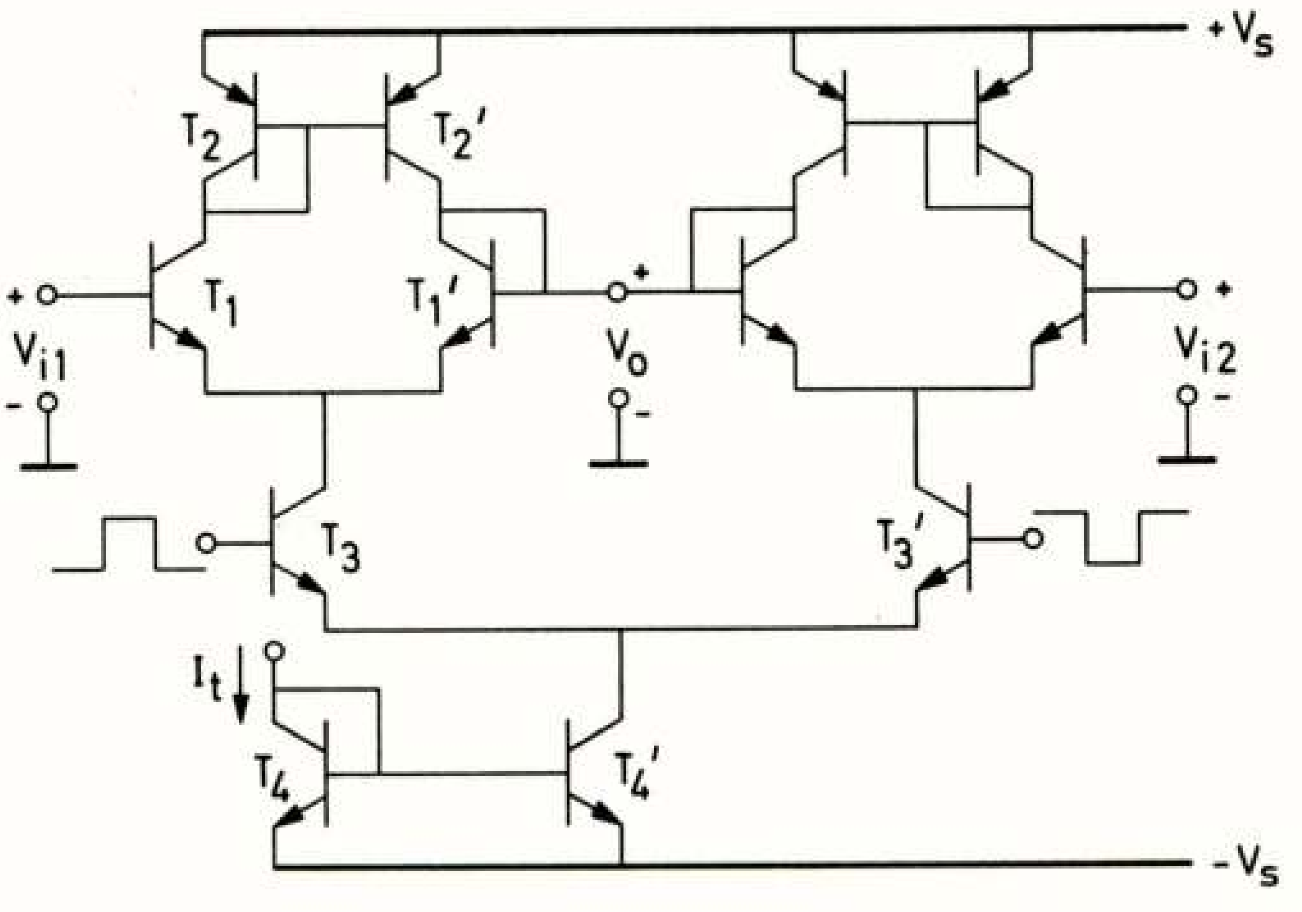


Fig. 2. Dubbel uitgevoerde schakelaar gebruikt als omschakelaar tussen V_{i1} en V_{i2}.

boden schakelsignalen, de staartstroom naar de ene schakelaar of naar de andere. De staartstroom wordt verkregen door middel van een npn-stroomspiegel die is opgebouwd uit T_4 en T_4'. Door de collector-basis van T_4 via een uitwendige weerstand met aarde te verbinden kan de gebruiker de waarde van de staartstroom I_t kiezen.

De schakeling van fig. 2. geeft een goede compensatie van de spanningspieken die tijdens het omschakelen optreden aan de uitgang. Dit is eenvoudig als volgt in te zien. Indien we bijvoorbeeld de linkerschakelaar in fig. 2. afschakelen en dus de rechter aanschakelen, dan zal de pnp-stroomspiegeltransistor T_2' nog enige tijd stroom leveren naar de uitgang, terwijl de diode T_1' reeds dicht staat. De pnp-stroomspiegel van de rechterschakelaar is evenwel vlak na het omschakelen nog niet "in" gekomen. Derhalve wordt de stroom van de linker schakelaar afgevoerd door de als diode geschakelde uitgangstransistor van de rechter schakelaar die wel direkt "in" is. Als de uitschakelvertraging van de pnp-stroomspiegels precies gelijk zou zijn aan de inschakelvertraging dan zou de compensatie volledig zijn, d.w.z. er zou geen spanningsverhoging of -verlaging optreden aan de uitgang tijdens het omschakelen. In werkelijkheid zijn de beide vertragingen enigszins verschillend, waardoor er nog (kleine, kort durende) overgangsverschijnselen overblijven bij het omschakelen.

De schakelaars van fig. 1 en fig. 2 hebben een aantal nadelen. De ingangstransistor T_1 heeft een veel grotere collector-emitterspanning dan de uitgangstransistor T_1'. Door de terugwerking van de transistoren veroorzaakt dit een aanzienlijke ongelijkheid in basis-emitterspanning ook al vloeit er een gelijke emitterstroom door beide transistoren. Het gevolg is een grote offset-spanning tussen in- en uitgang. We kunnen dit ondervangen door met behulp van een cascodeschakeling (zie fig. 3) de collector-emitterspanning van T_1 gelijk te maken aan die van T_1'.

Een tweede nadeel is dat de pnp-stroomspiegel door de lage stroomversterkingsfactor β van de laterale pnp-transistoren ($\beta \approx 10$ à 15) verre van ideaal is; de ingangsstroom en de uitgangsstroom verschillen aanzienlijk (12 à 16%). Dit kan verbeterd worden door een drielingschakeling toe te passen zoals in fig. 3 is aangegeven. Doordat de beide basisstromen van de als tran-

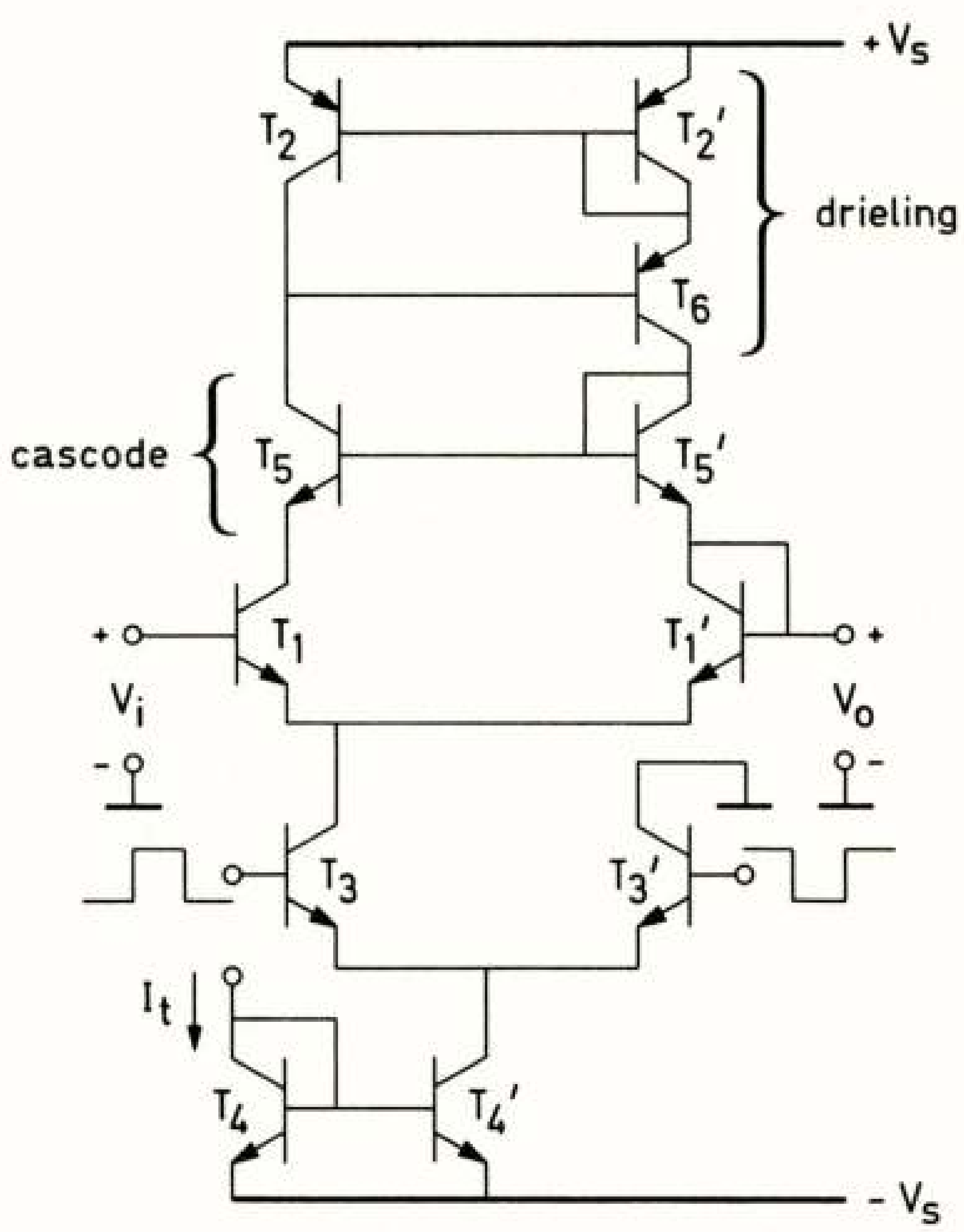


Fig. 3. Uitbreiding van de schakelaar van fig. 1 met een cascodetrap en een pnp-stroomspiegel van het drielingtype.

sistor geschakelde componenten in deze schakeling elkaar

compenseren zijn de ingangsstroom I_{in} en de uitgangsstroom I_{uit} veel beter aan elkaar gelijk. Er geldt namelijk

$$\frac{I_{uit}}{I_{in}} = 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 1}.$$

Met het boven aangegeven interval voor de waarde van β wordt de relatieve ongelijkheid van in- en uitgangsstroom nu 0,7 à 1,6%.

Ook de basisstroom van de cascodetransistor T_5 geeft aanleiding tot een ongelijkheid van de stroom door de beide verticale takken van de schakelaar. Daar de β van deze npn-transistor 90 à 110 bedraagt, is de resulterende ongelijkheid in de beide stromen tengevolge van de basisstroom van de cascodetransistor 0,9 à 1,1%. De stroomongelijkheid veroorzaakt door de stroomspiegel heeft dezelfde polariteit als die veroorzaakt door de cascodetrap, zodat de totale procentuele ongelijkheid in de stromen I_1 en I_1' door de basis-emitterjunctie van de transistoren T_1 en T_1' komt op 1,6 à 2,7%. Deze stroomongelijkheid bepaalt de offset $V_i - V_o = \Delta V$ van de schakelaar want

$$\Delta V = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_1}{I_1'}.$$

Met deze uitdrukking wordt de verwachte offset van de schakeling van fig. 3: 0,4 à 0,7 mV.

Een ontoelaatbare eigenschap van een configuratie zoals aangegeven in fig. 3 is dat daarin, onder bepaalde omstandigheden, zogenaamde "latch-up" kan optreden. Als de schakelaar staat afgeschakeld en de ingangsspanning V_i is groter dan de uitgangsspanning V_o, dan zal de staartstroom bij het inschakelen volledig geleverd worden door V_i via de basis-emitterjunctie van T_1. Dit is een stabiele situatie; de rest van de schakeling blijft daarbij stroomloos. Deze latch-up toestand vindt haar oorzaak in het feit dat de cascodetransistor T_5 pas kan gaan geleiden als $V_o \approx V_i$ is. Zolang dat niet het geval is blijft ook de pnp-stroomspiegel stroomloos en daarmee ook T_5' en T_1'.

Daarnaast zal in een configuratie zoals die van fig. 3 de basis-emitterdiode van T_1 of van T_1' doorslaan als het spanningsverschil tussen V_i en V_o groter dan ongeveer 6,5 volt wordt. De basis-emitterdiode gaat dan als zenerdiode werken. Als de stroom door zo'n diode te groot wordt,zal de diodeovergang defect raken. Ter voorkoming van deze zenerdoorslag zijn in de definitieve schakeling van fig. 4 in serie met de emitters van de ingangs- en de uitgangstransistor diodes opgenomen (T_7 en T_7'). Dan zal tot een verschilspanning van 13V nog geen zenerdoorslag optreden. Daar toch seriediodes noodzakelijk zijn,in verband met de beveiliging van de schakeling, kan hiervan gebruik gemaakt worden om latch-up te voorkomen. In de schakeling van fig. 4 gebeurt dit door de keten bestaande uit T_1'' en T_7'' parallel aan de ingangsketen bestaande uit T_5, T_1 en T_7. De latch-up toestand kan nu niet optreden

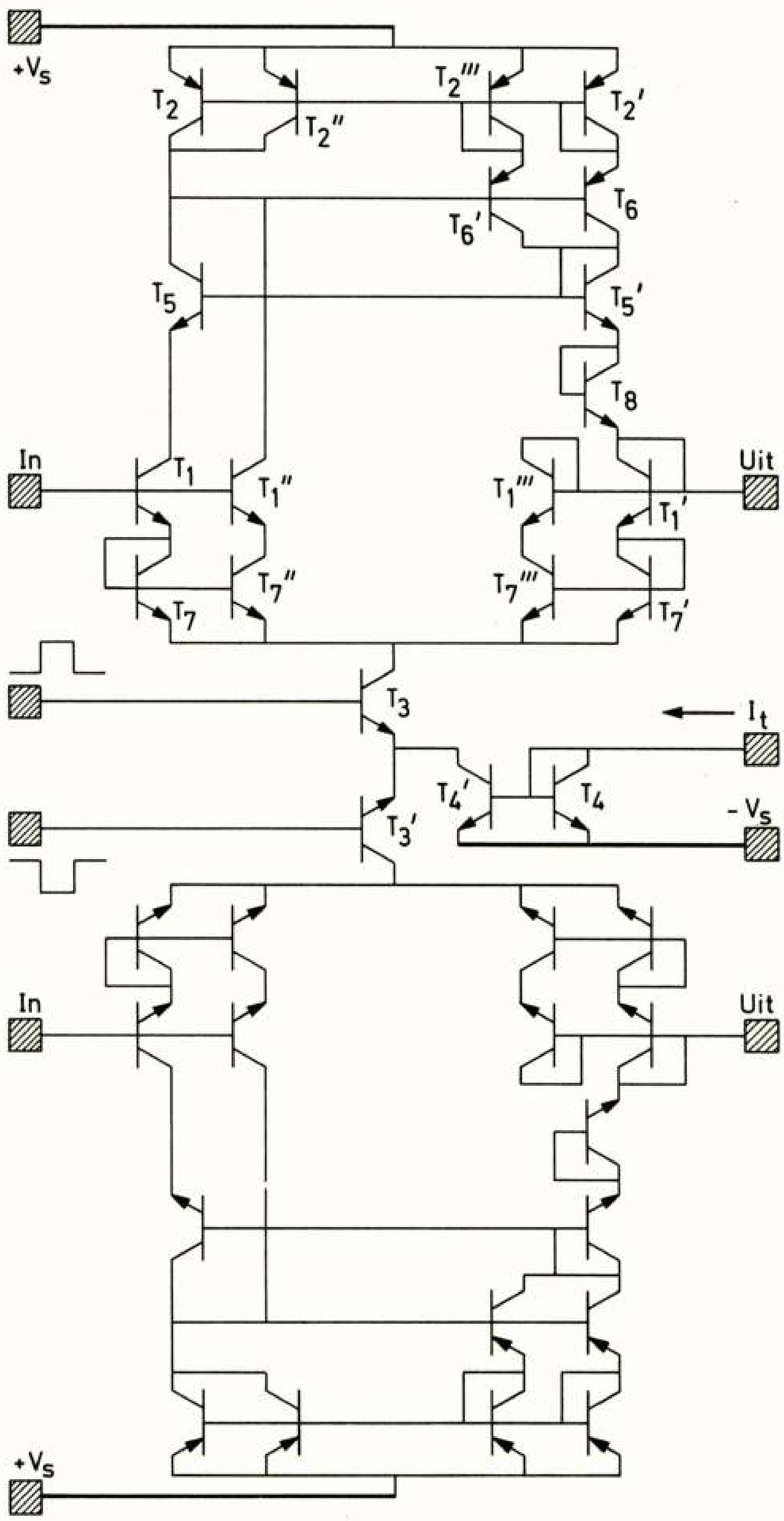


Fig. 4. Eindschema van de omschakelaar. Het schema is zo getekend dat het als plattegrond gebruikt kan worden bij de bestudering van de chipfoto van figuur 5.

daar de spanning over de beveiligingsdiode T_7 die daarbij ontstaat de parallelketen open stuurt, waardoor de pnp-stroomspiegel ook stroom gaat trekken. Deze stroom zal de uitgangsspanning zolang verhogen tot zij ongeveer gelijk geworden is aan de ingangsspanning. Dan staat ook

de cascodetransistor T_5 weer normaal ingesteld. De schakeling start hierbij dus normaal, ook als is vóór het inschakelen V_i groter dan V_o. In de "aan" toestand, waarin $V_o \simeq V_i$, zal de stroom door de ingangsketen T_5, T_1, T_7 ongeveer gelijk zijn aan die door de parallelketen T_1'', T_7''. Het feit dat T_1'' niet gecascodeerd is en dus een hoge collector-emitterspanning heeft, beïnvloedt de offset niet, daar in serie met T_1'' de als stroombron fungerende transistor T_7'' staat geschakeld.

De uitgangskant van de schakelaar is, ter wille van de compensatie ook dubbel uitgevoerd (T_1''' en T_7''' parallel aan T_1' en T_7'). Daar de laterale pnp-transistoren het beste werken bij een lage instelstroom is de pnp-stroomspiegel dubbel uitgevoerd, waardoor de instelstromen gehalveerd worden. Verder is de als diode geschakelde transistor T_8 opgenomen om bij het inschakelen de cascodetransistor T_5 reeds te openen voordat V_o gestegen is tot V_i. Het gevolg is dat de collector-emitterspanning van T_1 650mV groter is dan die van T_1'. Dit geeft aanleiding tot een offsetspanning van ongeveer 0,5mV. Deze offset is echter tegengesteld gericht aan die tengevolge van de reeds eerder beschreven stroomongelijkheid.

Een nadeel van het grote aantal transistoren dat in de schakeling van fig. 4 meegestuurd wordt met het ingangssignaal is dat de collector-substraatcapaciteit van deze transistoren de slew rate van de schakelaar beperkt. Als de totale collector-substraatcapaciteit C_t is, zal de slew rate bedragen

$$\left.\frac{dV_o}{dt}\right|_{max} = \frac{I_t}{C_t}.$$

REALISATIE

De schakeling van fig. 4 is geïntegreerd in een standaard monolithische techniek. De lay-out van de componenten is weergegeven in de foto van fig. 5. De schakeling is in fig. 4 zo getekend dat de overeenkomstige componenten op de chipfoto gemakkelijk terug zijn te vinden. Op één chip zijn twee schakelaars uitgevoerd, één onder en één boven. In het midden bevindt zich de staartstroomvoorziening.

De transistoren T_7, T_7', T_7'' en T_7''' zijn dicht bijeen gelegd, evenals de transistoren T_1 en T_1', om een goede thermische koppeling te verkrijgen, waardoor de offsetspanning tengevolge van temperatuurgradiënten langs de chip klein wordt gehouden. De transistoren T_1'' en T_5 dissiperen een veel groter vermogen dan de bovengenoemde transistoren, omdat over deze twee transistoren vrijwel de gehele voedingsspanning V_s komt te staan. Over de beide transistoren T_6 en T_6' staat vrijwel dezelfde

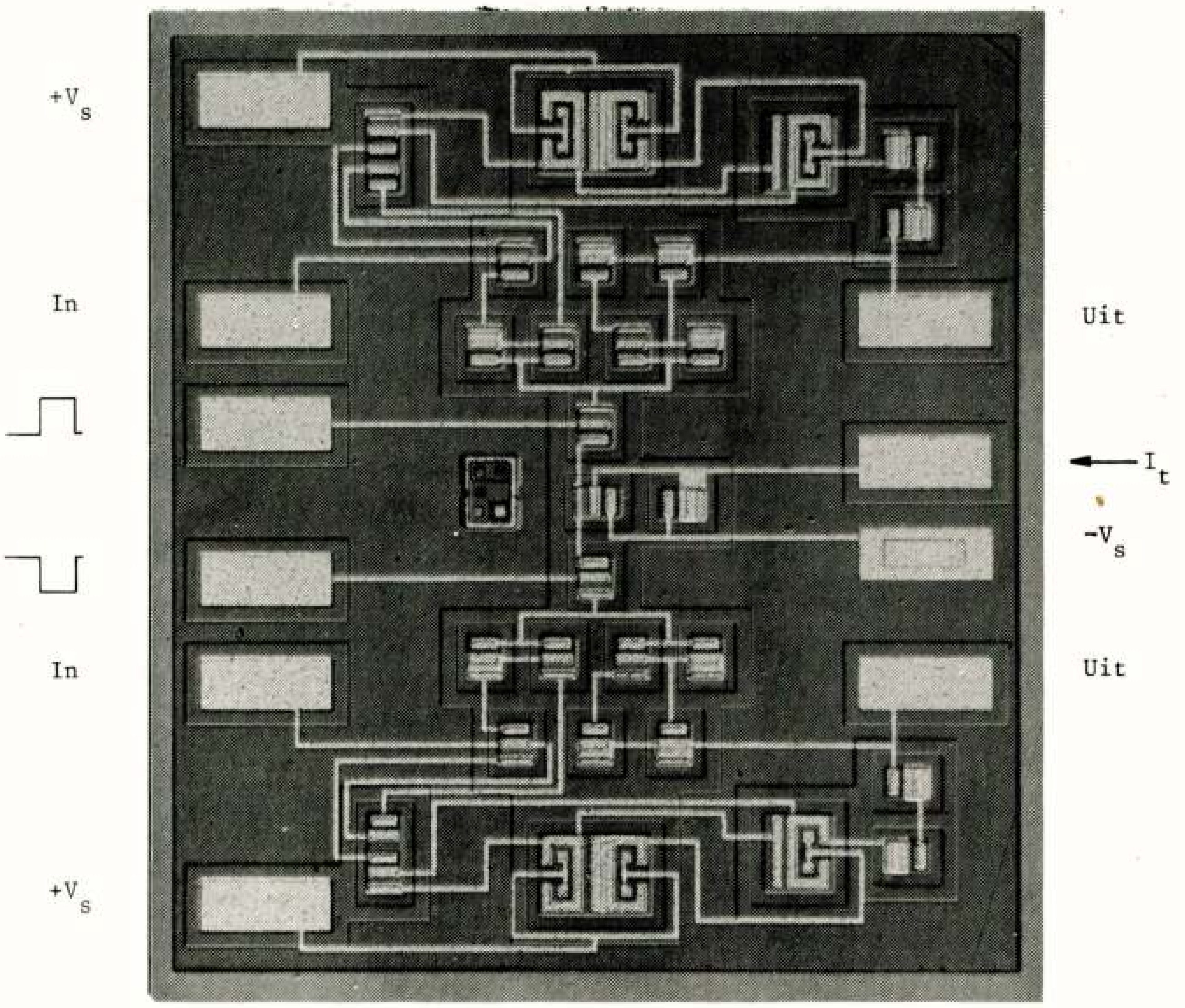


Fig. 5. Foto van de geïntegreerde omschakelaar (chip 1,7 x 1,9 mm). De grote bondflappen zijn om experimenteren met verschillende bondingen mogelijk te maken.

spanning als over T_1'' en T_5 bij dezelfde stroom, zodat beide paren transistoren even warm zullen worden. Deze beide warmtebronnen zijn daarom symmetrisch gesitueerd ten opzichte van de offset-gevoelige transistoren.

De beide transistoren T_1'' en T_5 kunnen in één eiland worden opgenomen daar hun collectoren doorverbonden zijn. Ook de pnp-transistoren T_2, T_2', T_2'' en T_2''' (midden boven op de foto) kunnen in één eiland worden opgenomen daar zij één gemeenschappelijke basis hebben.

De bondflappen zijn extra groot uitgevoerd om te kunnen experimenteren met verschillende soorten bondingen. De $-V_s$ bondflap is doorverbonden met het substraat zodat alle collector-substraat diodes steeds in sperrichting staan.

Enige gegevens over het gebruikte standaardproces volgen hieronder: Uitgegaan is van een 250μm dik p-type substraat met een soortgelijke weerstand van 2 à 5 Ωcm. De daarin gediffundeerde n^+-type begraven laag heeft een vierkantsweerstand van 15 à 20Ω. De daarna opgegroeide p-type epitaxiale laag is 10μm dik en heeft een soortelijke weerstand van 1,75 à 2 Ωcm. Daarna volgt de eilandvorming met een p^+-type scheidingsdiffusie. Dan de n^+-collector-wall diffusie. De daarop volgende p-type basisdiffusie heeft een vierkantsweerstand van 180 à 220Ω en een diffusiediepte van 2,4μm. Tenslotte heeft de n^+-emitterdiffusie een vierkantsweerstand van 5 à 6Ω en een diffusiediepte van 1,8 μm.

BONDING

In veel geïntegreerde circuits vormt, wat de bedrijfszekerheid betreft, de bonding tussen de aluminium metallisatie op de chip enerzijds en de bonddraden anderzijds de zwakke plek.

Vaak wordt voor deze bonding een thermocompressiebonding toegepast zoals bijvoorbeeld ball-bonding (zie fig. 6). Bij thermocompressiebonding wordt de chip met de aluminium metallisatie verhit tot 300 à 350°C. Met behulp van een verwarmde (150- 200°C) capillaire stift wordt een gouden bonddraadje, waar eerst een bolletje aangesmolten is, met een bepaalde kracht (ongeveer 60 tot 80 gram) op de bondflap gedrukt. Deze wijze van bonden geeft een goede opbrengst. Zij heeft echter nadelen. De chip moet verhit worden en er treden metallurgische effecten op op de contactplaats van de gouden bonddraad met de aluminium metallisatie. Tussen het goud en het aluminium treedt namelijk een reactie op, waarop de aanwezigheid van silicium (en zuurstof) een katalyserende werking heeft. Bij deze reactie vormt zich aan de aluminium zijde van de contactplaats een dun laagje $AuAl_2$. Deze laag (purple plague) is mechanisch sterk en vormt een goede geleider. Aan de goudkant van de contactplaats vormt zich een laagje Au_2Al

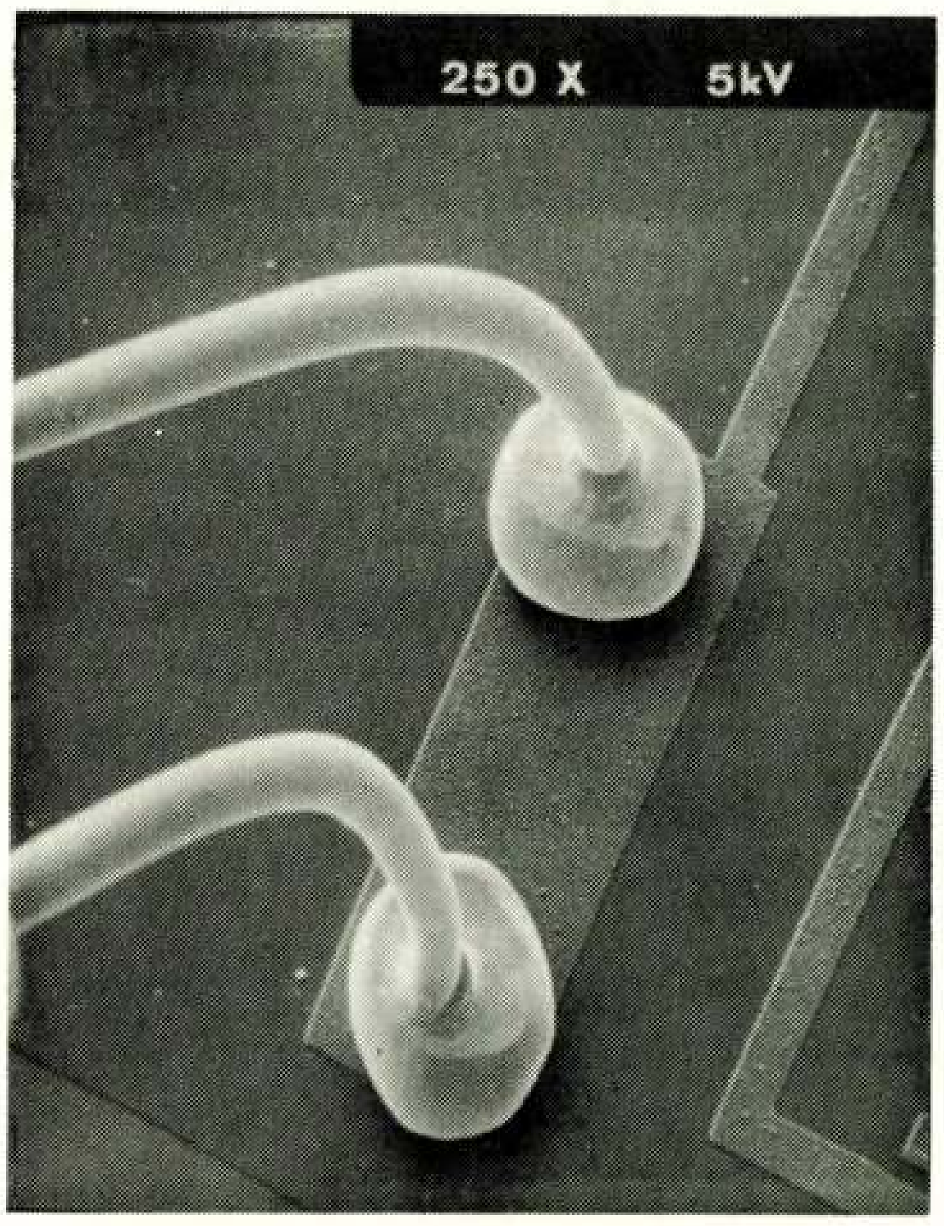


Fig. 6. Redundant uitgevoerde ball-bond. Deze vorm van thermocompressiebonding geeft nauwelijks een verhoging van de bedrijfszekerheid door het optreden van metallurgische effecten in het contactvlak tussen de gouddraad en de aluminium bondflap.

(white plague). Deze laag is mechanisch zeer zwak en heeft bovendien een slecht elektrisch geleidingsvermogen. Tengevolge van het ontstaan van deze laag breekt de bonddraad tenslotte af bij de contactplaats met de bondflap. Dit geschiedt sneller naarmate de temperatuur hoger is. Men lost dit probleem wel op door de aluminiummetallisatie eerst af te dekken met een aantal andere metaallagen. Dit is evenwel een dure oplossing.

Het is uit metallurgisch oogpunt bezien het elegantst gebruik te maken van een Al-Al systeem in plaats van een Au-Al systeem. Dit kan als men gebruik maakt van ultrasoon bonden. Bij ultrasoon bonden behoeven de chip, noch het aandrukgereedschap (beitel) te worden verhit.

De aluminium bonddraad wordt bij ultrasoon bonden door de beitel met een zekere aandrukkracht op de bondflap gedrukt. De beitel wordt in ultrasone trilling gebracht. De frequentie van de trilling wordt tijdens het lassen gevarieerd. Op deze wijze wordt er een atomair contact tussen de bonddraad en de bondflap tot stand gebracht.

Bij ultrasoon bonden is de beitelvorm van groot belang. Als, zoals in fig. 7, de hiel van de beitel scherp is en bovendien de deformatie van de draad ter plaatse van de las groot is, kan men weliswaar volstaan met kleine bondflappen en verkrijgt men een sterke las, maar de overgang van de las naar de draad is zeer zwak gewor-

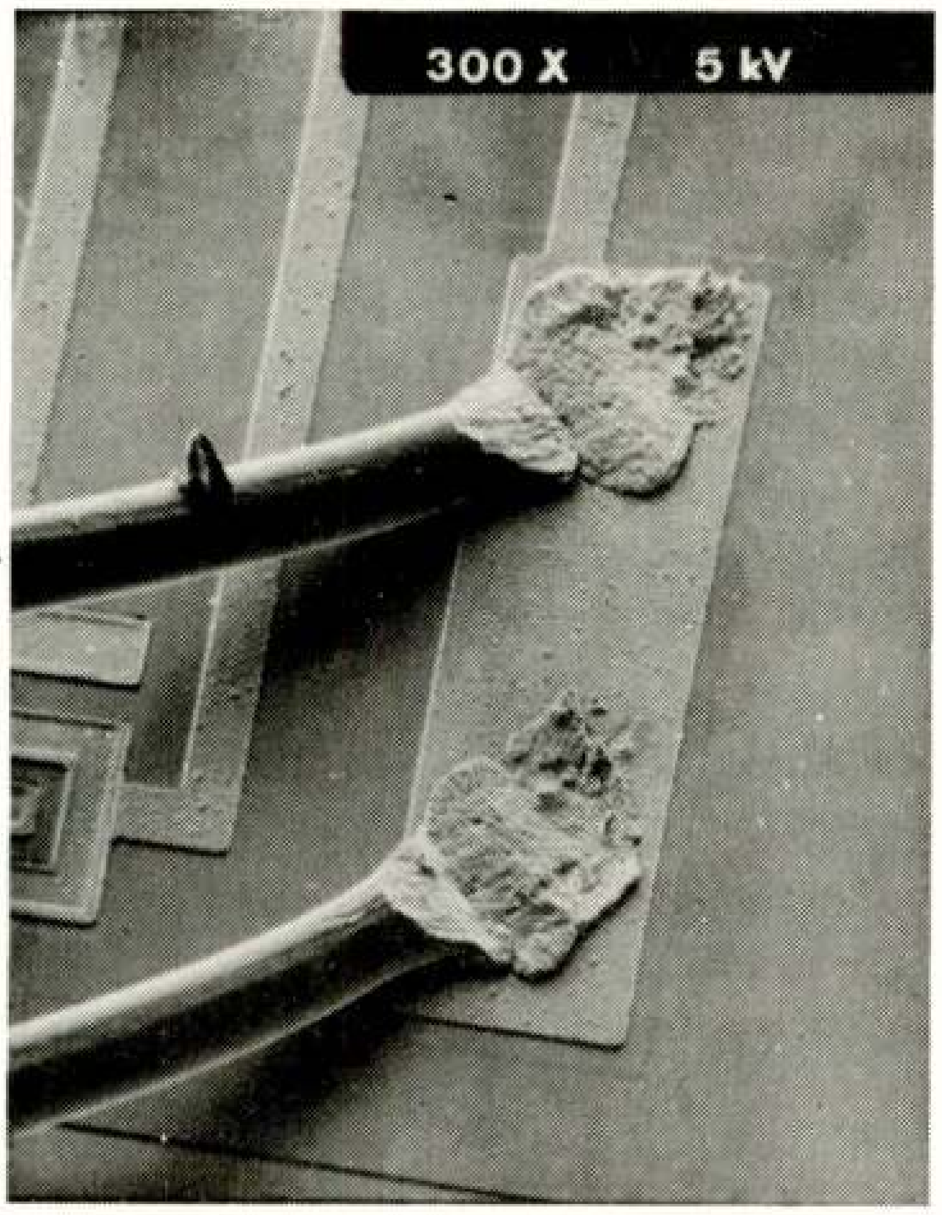


Fig. 7. Redundant uitgevoerde "stitch bond". Als bij deze "smashed bonds" de overgang tussen lasplaats en draad breekt kunnen de wandelende draadeinden kortsluiting veroorzaken.

den. Vooral bij het mechanisch in resonantie raken van de bonddraden (bijvoorbeeld bij toepassing in voertuigen) zal de bonddraad gemakkelijk losbreken en bovendien kortsluiting met andere bonddraden kunnen veroorzaken.

In de schets van fig. 8 is dit dilemma tussen de sterkte van de las en de sterkte van de overgang van las

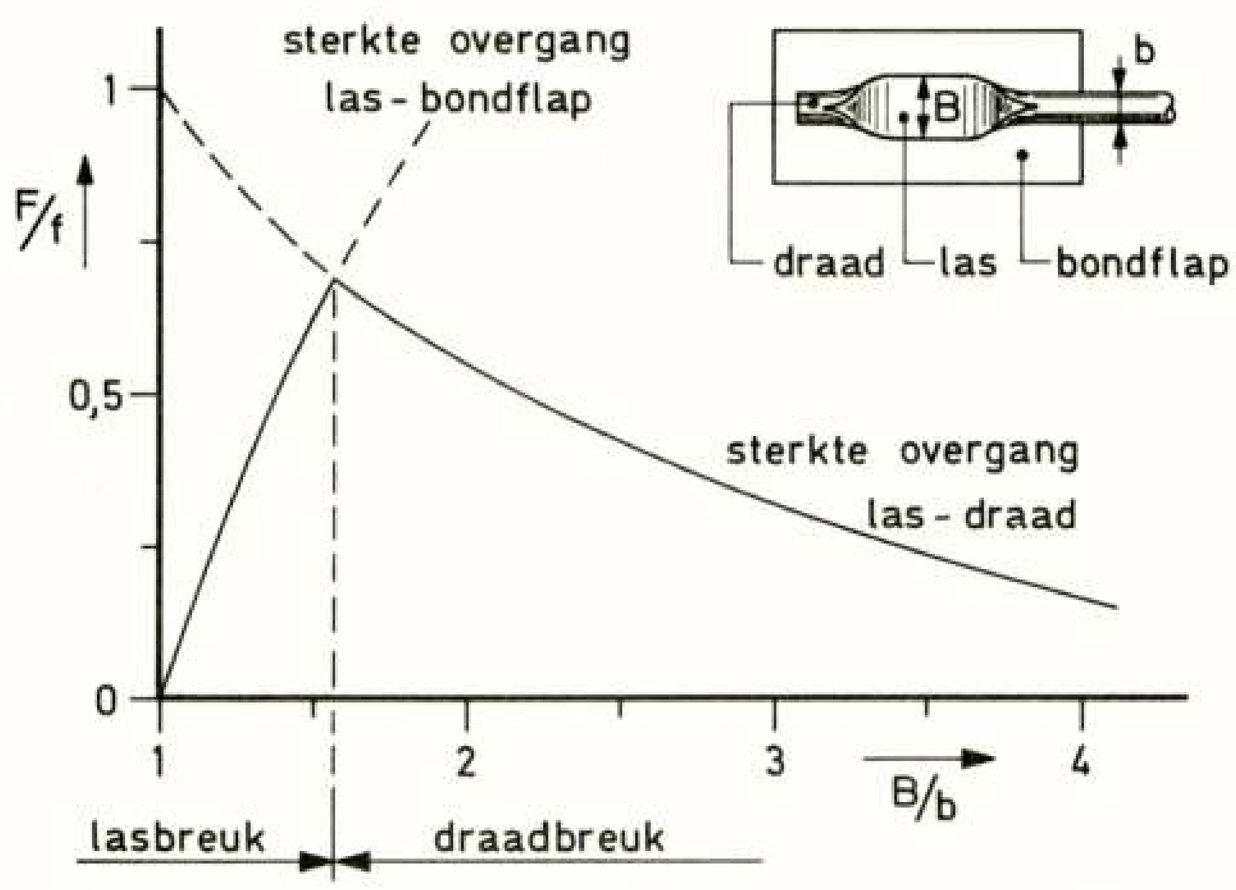


Fig. 8. Schets van de relatieve treksterkte F/f van een ultrasone bond als functie van de relatieve deformatie B/b van de bonddraad, gemaakt met een beitel met een vlakke zool en een afgeronde hiel. (F-treksterkte van bond, f-treksterkte van de niet gedeformeerde draad, B-breedte van de deformatie, b-diameter van de draad).

naar bonddraad weergegeven. Als de breedte B van de las kleiner is dan ongeveer 1,6 keer de diameter b van de bonddraad dan zal de bond bij toenemende mechanische belasting bezwijken doordat de las loslaat van de bondflap. De oplopende curve links in fig. 8 geeft dan ook de sterke van de overgang tussen lasplaats en bondflap weer. Als de deformatie ter plaatse van de las groot is ($B/b > 1{,}6$) zal de bond bij toenemende mechanische belasting breken in de overgang tussen lasplaats en bonddraad. Daar de helling van de eerstgenoemde curve sterker is dan die van de tweede, zal de relatieve deformatie B/b voor een optimale bond liggen in het interval $1{,}5 < B/b < 1{,}8$. De curve van fig. 8 is geschetst voor een beitel met een afgeronde hiel. Voor een beitel met een rechthoekige hiel ligt de curve die de sterkte van de las-draad overgang aangeeft lager dan die van fig. 8.

Zoals in fig. 9 is aangegeven, kan men dit sterktedilemma ontwijken door het toepassen van meervoudige bonding. De eerste, meest linkse bond heeft een deforma-

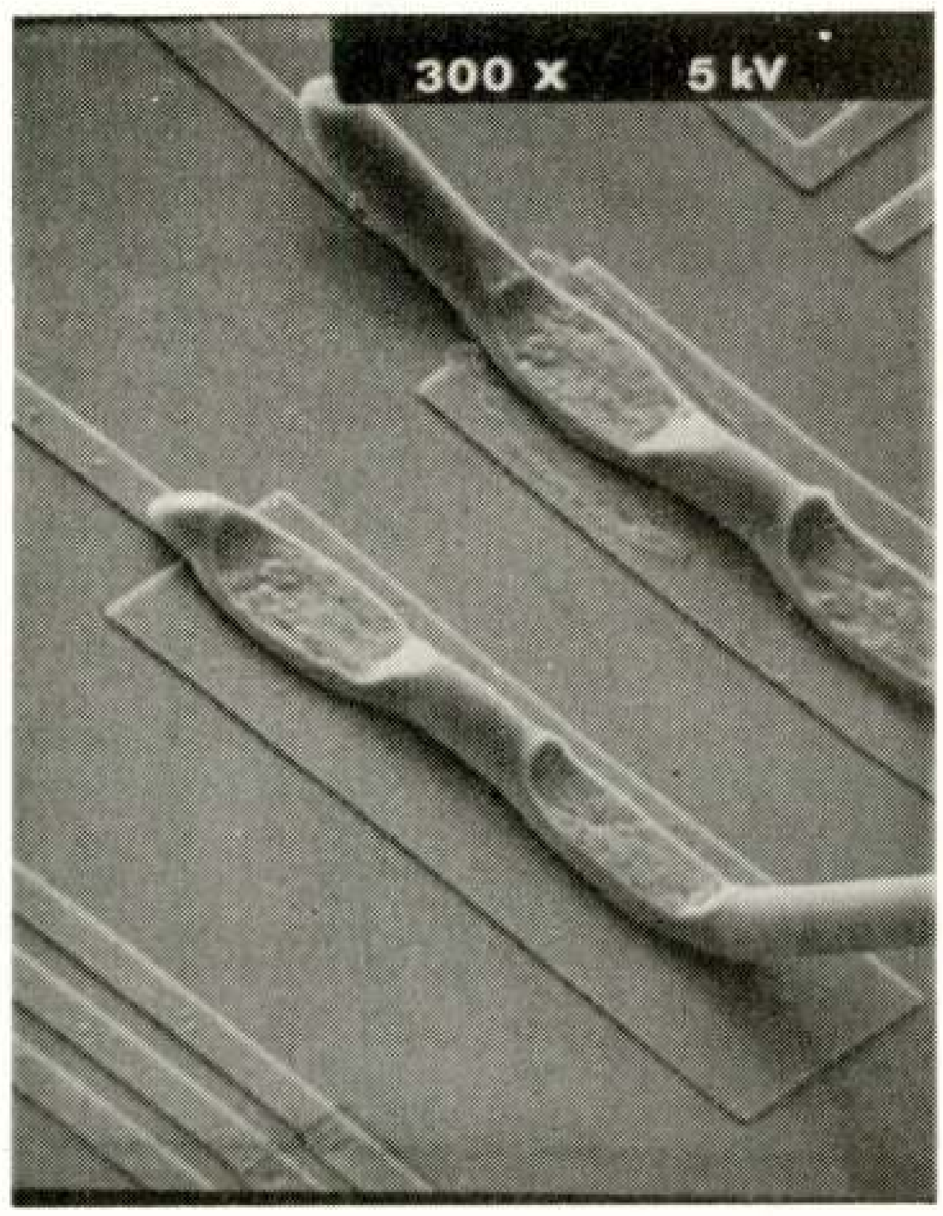


Fig. 9. Meervoudige bonding. Indien bij deze ultrasone bonding de eerste (meest linkse) bond een goede las geeft (diep ingewreven) en de tweede een grote treksterkte van de draad (weinig ingewreven) zoals het geval is bij de onderste bonding op de foto, geeft dit een bonding met een hogere opbrengst en een uniformere treksterkte die beter bestand is tegen mechanische resonanties van de bonddraden.

tie B/b groter dan 1,6 en dus een sterke las maar een zwakke overgang tussen las en draad. Met de tweede las wordt de bonddraad nog eens vastgezet. Bij deze las is $B/b < 1{,}6$ zodat de draadsterkte weinig afneemt. Deze tweede las functioneert als het ware als een draadklem

die voorkomt dat draadresonanties de eerste lasplaats bereiken. Op deze wijze kan men, ten koste van grotere bondflappen, een hogere opbrengst bij het bonden verkrijgen, een betere bestendigheid tegen mechanische trillingen en een kleinere spreiding in schokbestendigheid.

Men kan het nadeel van grotere bondflappen ondervangen door in plaats van een beitel met een vlakke zool een beitel met een holle zool te gebruiken. De as van de uitholling in de beitelzool dient daarbij in dezelfde richting te lopen als de lengteas van de bonddraad. Verder dient de uitholling mee te lopen tot in de afgeronde hiel van de beitel. Met een zodanige profilering van de beitelzool verkrijgt men aan de zijkanten van de draad een grotere deformatie en dus een grotere lassterkte. De geleidelijke overgang in deformatie (van de zijkanten van de draad naar het midden van de draad en van het begin van de las naar het einde van de las waar de draad de bondflap verlaat) zorgt daarbij voor een slechts geringe reductie in de sterkte van de overgang tussen las en draad.

EIGENSCHAPPEN

De gemeten eigenschappen van de geïntegreerde analoge signaalschakelaar zijn hieronder vermeld. Van deze eigenschappen is de modale waarde opgegeven bij een staartstroom I_t = 1,5mA en een belastingsimpedantie Z_l = 1kΩ//3pF.

"Aan"toestand:

bandbreedte	DC-100MHz
slew rate	75V/μs
offset	1mV
temp.coëff.offset	2μV/°C (-40 tot 70°C)
ingangsweerstand	100kΩ
uitgangsweerstand	75Ω

"Uit"toestand:

overspraak cap.	0,25pF
lekstroom	5nA

Schakelend:

schakelverschijnselen	
amplitude	<50mV
duur	<50ns
max.omschakelsnelheid	25MHz

Dankbetuiging

De auteurs betuigen hun erkentelijkheid aan mej. E.A. Venema van de Sectie Oppervlakteanalyse van de Tussenafdeling Metaalkunde voor het maken van de elektronenmicroscoop foto's van de verschillende bondingen. Daarnaast gaat hun dank uit naar de heer A. van der Male van het Laboratorium voor Elektrotechnische Materialen voor het realiseren van de bondingen en naar de heer E. Smit van het IC-atelier voor het processen van de schakeling wat, daar het in de aanloopfase van het atelier plaatsvond, voorwaar geen sinecure was.

Referenties

|1| Klaassen, K.B., "Offset-compensated emitter-follower", IEEE Journal of Solid-State Circuits, June 1971, 6(3), pp. 127-128.

|2| Klaassen, K.B., "Een spanningsvolger op basis van toevoeging van het ontbrekende", Rapport R71-01, Laboratorium voor Elektronische Instrumentatie, T.H. Delft, juli 1971.

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

EEN MONOLITISCHE SPANNING-STROOM OMZETTER, SPECIAAL ONTWORPEN VOOR EEN TWEE INTEGRATOR OSCILLATOR.

Frank Doorenbosch
T.H. Delft

Abstract

The design of a monolithic voltage to current converter is described. Its special application is in a two integrator oscillator. The investigation of this oscillator leads to a shift in the importance of the requirements to the converter with regard to a 'general purpose' voltage to current converter. The necessity of a low offset even vanishes. By using the in this way obtained design freedom the following specifications for the integrated converter circuit have been set: input bias current 10nA, input resistance > 100MΩ, bandwidth 40MHz.

INLEIDING

Een monolitische spanning-stroom omzetter is niets nieuws. De verkrijgbare geïntegreerde schakelingen van dit type voldoen zo goed mogelijk aan algemene specificaties. Deze specificaties zijn echter op sommige punten onvoldoende voor toepassing van deze schakelingen in een twee integrator oscillator. Bovendien vormt de spanning-stroom omzetter slechts een deelschakeling van de twee integrator oscillator, zodat bij integratie van deze oscillator in zijn geheel op één chip, het klakkeloos overnemen van de lay-out van een verkrijgbare geïntegreerde spanning-stroom omzetter te veel chip-oppervlakte zou vergen. Kortom er zijn voldoende redenen om een 'special purpose' spanning-stroom omzetter te ontwerpen, speciaal gericht op toepassing in een twee integrator oscillator.

TWEE INTEGRATOR OSCILLATOR

Om voldoende inzicht te krijgen in de eisen, die aan de spanning-stroom omzetschakeling gesteld worden, is het noodzakelijk in hoofdlijnen de werking en eigenschappen van een twee integrator oscillator uiteen te zetten. Meer informatie over deze oscillator is te vinden in ref. 1, 2.

Een twee integrator oscillator is een schakeling opgebouwd uit een lus van twee integratoren en een invertor (zie fig. 1). Eén integrator geeft - zoals bekend - 90° fazedraaiing. Een signaal, dat in de lus van het blokschema van fig. 1. aanwezig is, komt dus in faze weer terug: twee keer 90° en één keer 180° fazedraaiing geeft tezamen 360°. Aan de fazevoorwaarde voor oscilleren is daarom voldaan. De amplitude-overdracht van een integrator is frekwentieafhankelijk en daalt bij toenemende frekwentie met 6dB per oktaaf. Voor één bepaalde frekwentie kan de amplitude-overdracht van een integrator dus 1 zijn. Dan wordt de amplitude-overdracht als we de hele lus van het blokschema van fig. 1 rondgaan ook 1. Een signaal met deze frekwentie, dat in de lus aanwezig is, zal dus evengroot weer terugkomen. Voor deze frekwentie is dus ook aan de amplitudevoorwaarde voor oscilleren voldaan, zodat de lus op deze frekwentie zal gaan oscilleren. Natuurlijk volgt dit ook uit de formules. Als de Laplace getransformeerde overdracht van een integrator $\frac{\omega_o}{p}$ is, dan is de karakteristieke vergelijking van de lus in het blokschema van fig. 1:

$$1 + \frac{\omega_o^2}{p^2} = 0 \rightarrow p^2 + \omega_o^2 = 0. \qquad (1)$$

Uit (1) volgt, dat de schakeling zal oscilleren met frekwentie ω_o.

De twee integrator oscillator heeft enkele unieke eigenschappen, namelijk de eigenschappen van een Semi-Ideal Sine Oscillator (S.I.S.O.). Deze naam hebben wij gegeven aan een oscillator, die - zolang stabiliteit en distorsie buiten beschouwing blijven - ideaal genoemd kan worden. Dit wil onder andere zeggen, dat de frekwentie en de demping van de oscillator onafhankelijk van elkaar regelbaar zijn en geen veranderingen in de amplitude en de fazehoek teweeg brengen. Hierdoor is het mogelijk, dat - zelfs bij zeer grote sprongen in de frekwentie - de amplitude van de oscillatie niet verandert en er principieel geen bouncing optreedt, zelfs niet bij gebruik van een zeer slechte automatische volume regeling (a.v.r.) van de oscillator.

Bij de realisatie van een twee integrator oscillator kan als integrator een spoel of een kondensator gebruikt

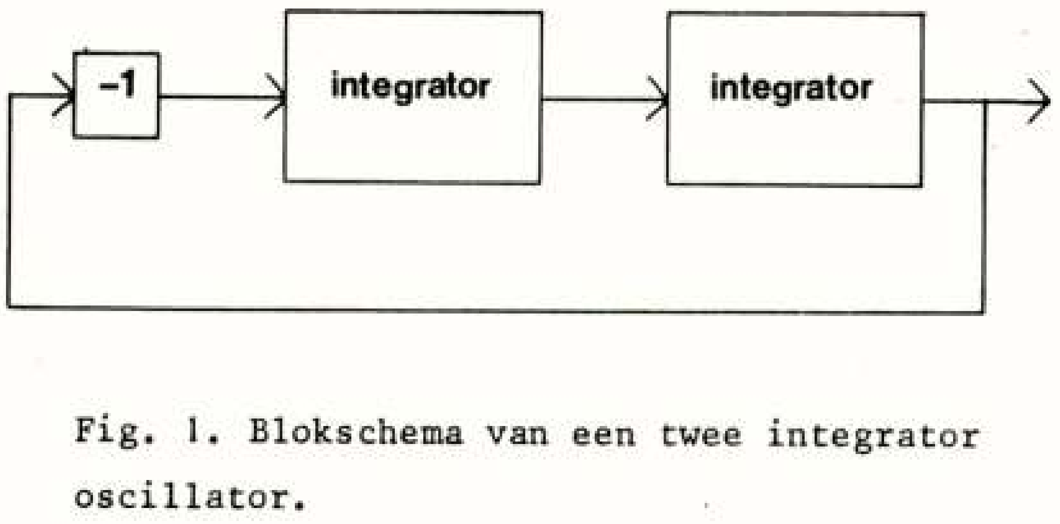
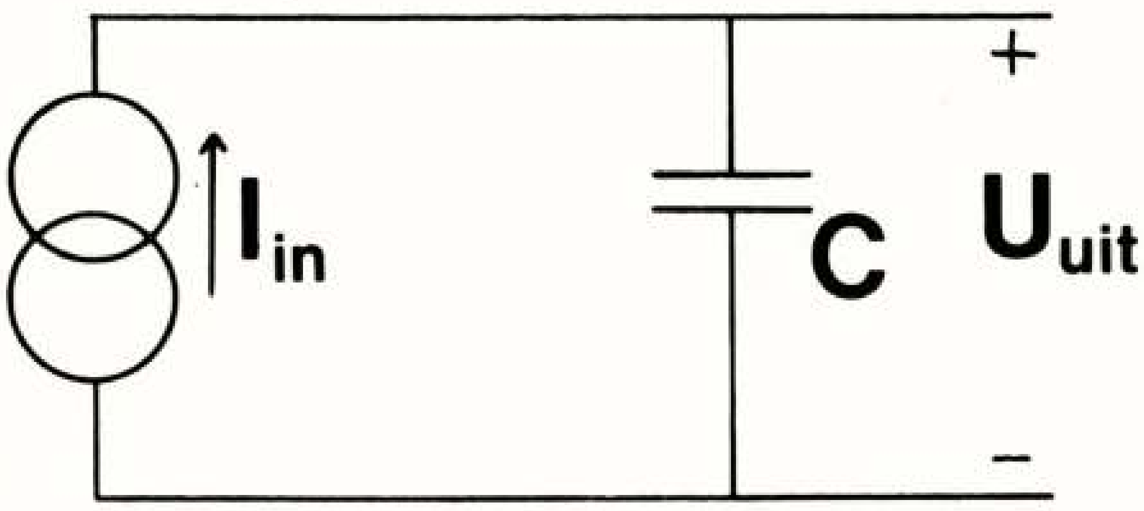


Fig. 1. Blokschema van een twee integrator oscillator.

worden. Om bekende redenen, zoals implementeerbaarheid, tolerantie, storingsgevoeligheid, volume, enzovoorts verdient een kondensator de voorkeur. Het ingangssignaal van een als integrator geschakelde kondensator is een stroom, het uitgangssignaal een spanning (zie fig. 2).



$$U_{uit} = \frac{1}{C} \int I_{in}\, dt$$

Fig. 2. Kondensator, die als integrator gebruikt wordt.

Wanneer twee van deze integratoren in kaskade geschakeld worden, zoals in een twee integrator oscillator (zie fig. 1), dan is daartussen een spanning-stroom omzetter nodig: de schakeling, waarover deze publikatie handelt.

Zoals hierboven al vermeld, is de twee integrator oscillator bijzonder geschikt als variabele oscillator. Hiervoor is een variabele stroomversterker achter de spanning-stroom omzetter toegevoegd (zie fig. 3).

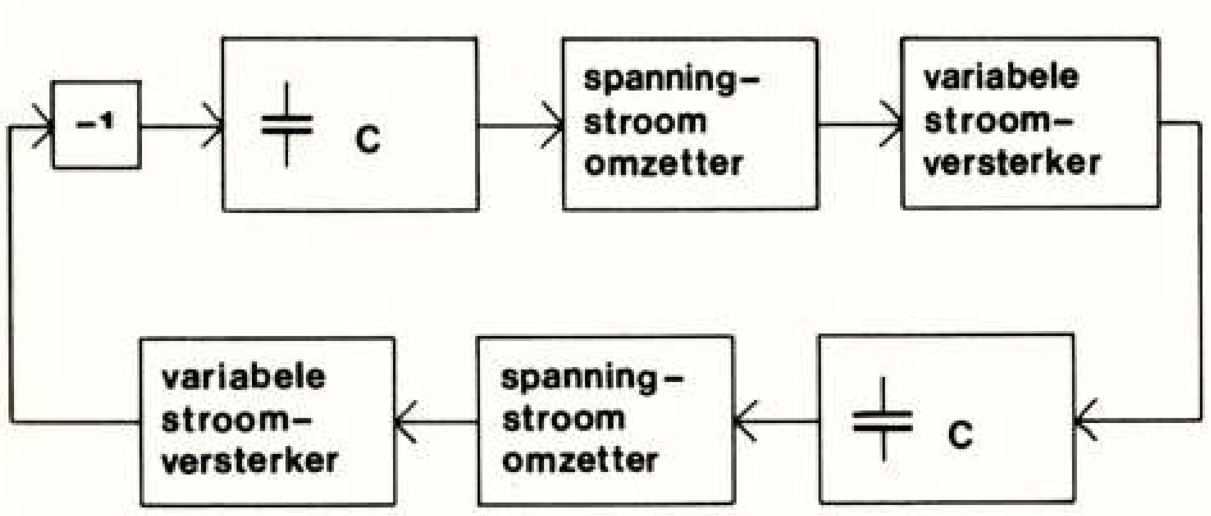


Fig. 3. Variabele twee integrator oscillator.

Op deze wijze is een oscillator te realiseren, die over meer dan 4 dekaden verstembaar is (ref. 2). Het gevolg is, dat de instelstroom in de uitgangstrap van deze stroomversterker met zijn versterking mee varieert, van 100nA tot 1mA. Hiermee verandert ook de maximaal door deze stroomversterker te leveren stroom van 100nA tot 1mA. Omdat de stroomversterker de bron is, die de ingangsinstelstroom van de spanning-stroom omzetter moet leveren, bepaalt de maximaal door deze bron te leveren stroom ook de maximaal toelaatbare ingangsinstelstroom.

EISEN AAN DE SPANNING-STROOM OMZETTER

Nu in de voorgaande paragraaf de twee integrator oscillator - de omgeving waarin de spanning-stroom omzetter moet werken - in hoofdlijnen beschreven is, kunnen de eisen,waaraan de spanning-stroom omzetter moet voldoen, opgesteld worden.

Om de integrerende werking van de kondensator zo min mogelijk te verstoren, moet de ingangsweerstand van de spanning-stroom omzetter zeer hoog zijn.

Verder moet de ingangsinstelstroom erg laag zijn, omdat de variabele stroomversterker - de bron, die deze stroom moet leveren - soms maar 100nA kan leveren. Om ook nog voldoende uitstuurruimte voor het oscillatorsignaal over te houden, moet de maximale waarde van de ingangsinstelstroom een faktor 10 lager zijn, dan de genoemde 100nA. De ingangsinstelstroom mag dus maximaal 10nA bedragen.

Voorts wordt natuurlijk een grote bandbreedte en een lage vervorming gewenst, omdat deze eigenschappen zullen doorspreken in de maximale frekwentie, waarop de oscillator kan oscilleren,en in de harmonische vervorming van het uitgangssignaal van de oscillator.

Aan de uitgang van de spanning-stroom omzetter worden slechts weinig eisen gesteld. De uitgangsstroom van de spanning-stroom omzetter wordt toegevoerd aan de ingang van de stroomversterker. Deze ingang bestaat uit een diode, waardoor slechts kleine spanningsvariaties te verwachten zijn en een instelstroom toelaatbaar en zelfs wenselijk is. Wel wordt verlangd, dat de uitgangsstroombron een stroombronkarakter heeft (d.w.z. belastbaar is tussen de uitgang en de negatieve voeding).

VRIJHEDEN AAN DE SPANNING-STROOM OMZETTER

Bij de besproken eisen aan de spanning-stroom omzetter wordt er één in de vorige paragraaf duidelijk gemist: de offset-spanning. Van een 'general purpose' spanning-stroom omzetter wordt geëist, dat de offset-spanning zo gering mogelijk is. Het niet ter sprake komen van de offset-spanning in de vorige paragraaf betekent, dat een tamelijk grote offset-spanning toelaatbaar is. De oorzaak hiervan zit in de lus van integratoren die ervoor zal zorgen, dat er een spanning over een van de kondensatoren ontstaat, die de offset-spanning kompenseert. Om te zien, hoe dit gebeurt is in fig. 4. nogmaals het blokschema van de oscillator getekend. Wordt in de oscillatorlus een sprong in de offset-spanning aangebracht, dan zal de schakeling gaan oscilleren. Er wordt immers een trap tegen een oscillator gegeven. Als de schakeling al oscilleerde, dan moet de door de sprong in de offset extra opgewekte trilling uitster-

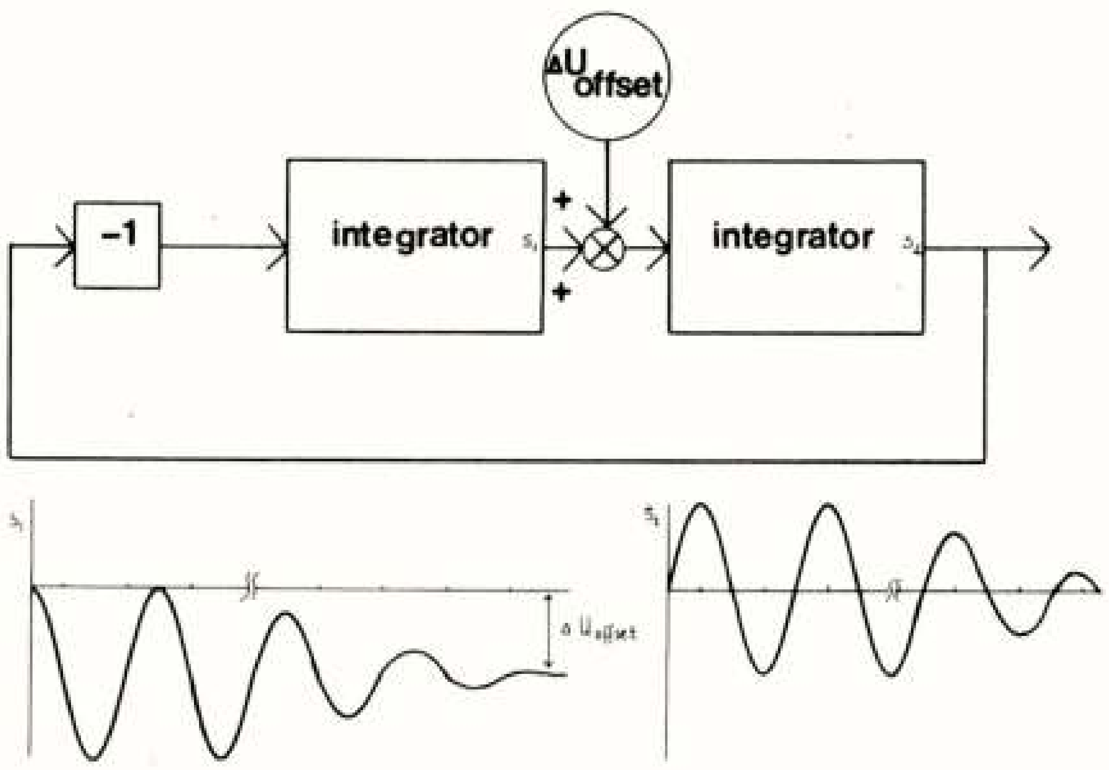


Fig. 4. Blokschema van de twee integrator oscillator, waarin een offset-spanning aanwezig is, en de uitgangssignalen van de integratoren na een sprong in de offset-spanning

ven, omdat de a.v.r. van de oscillator ervoor zal zorgen, dat de amplitude van de oscillatie konstant blijft. Als de extra opgewekte trilling uitgestorven is, dan blijft een konstant signaal aan de uitgang van één van de integratoren over, dat precies de sprong in de offset kompenseert. In de stationnaire toestand, die nu optreedt wordt de aanwezige offset gekompenseerd door een konstant uitgangssignaal van de voorafgaande integrator. Dit is een stationnaire toestand, omdat een integrator voor het afgeven van een konstant uitgangssignaal geen ingangssignaal nodig heeft. Een stationnaire offset-spanning wordt dus door kompensatie volledig weggewerkt en heeft geen invloed op de werking van de oscillator. Door deze eigenschap van de oscillator mogen we een grote offset-spanning aan de ingang van de spanning-stroom omzetter toelaten. Maar ligt er toch niet ergens een grens aan de toelaatbare offset-spanning? Toch wel. Parallel aan de integrerende kondensator staat namelijk de ingangsweerstand van de spanning-stroom omzetter. De kompensatiespanning voor de offset-spanning zal een lekstroom geven door deze ingangsweerstand. Deze lekstroom wordt opgeteld bij de ingangsinstelstroom van de spanning-stroom omzetter. En zoals al hiervoor beredeneerd is mag deze ingangsinstelstroom niet te groot worden. De maximaal toelaatbare offset-spanning is toch erg hoog, als de ingangsweerstand hoog is.

Het toelaatbaar zijn van een grote offset-spanning is de belangrijkste afwijking van de eisen, die aan een 'general purpose' spanning-stroom omzetter gesteld worden. Deze mogelijkheid zal dan ook gebruikt moeten worden voor de verwezenlijking van de andere eisen:

hoge ingangsweerstand
lage ingangsstroom
grote bandbreedte.

DE SPANNING-STROOM OMZETSCHAKELING

Nu de eisen en vrijheden aan de schakeling bekend zijn, kan de realisatie van de schakeling bekeken worden. De basis wordt gevormd door de bekende schakeling, waarvan het schema in fig. 5 is getekend.

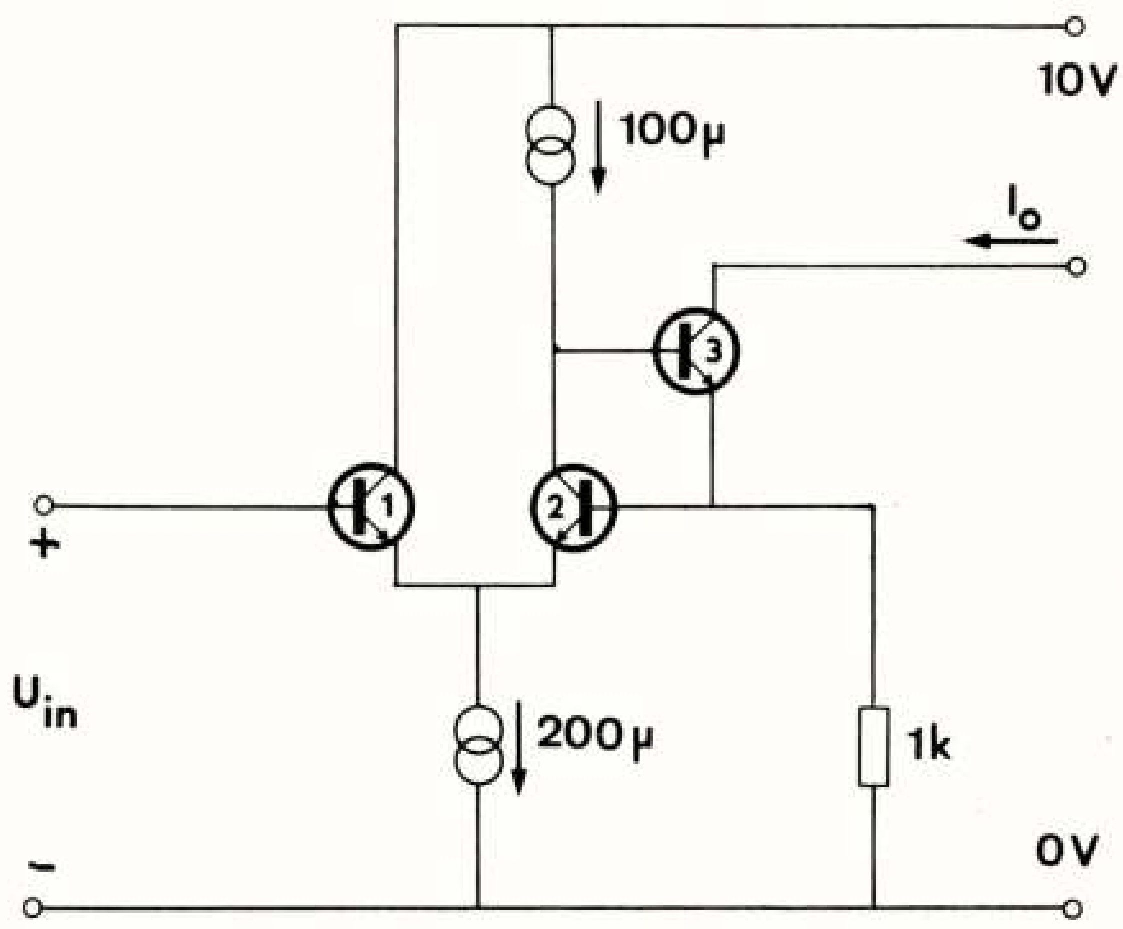


Fig. 5. Schakeling welke de basis vormt voor de spanning-stroom omzetschakeling.

De transistoren 1 en 2 vormen een verschilversterker, die de ingangsspanning U_{in} en de spanning over de weerstand R(= 1kΩ) gelijk maakt, door de stroom door transistor 3 en dus de uitgangsstroom te regelen.

De ingangsweerstand van deze schakeling is ongeveer $\alpha_e^2 R$, wat ongeveer 10MΩ oplevert (bij α_e = 100). De offset-spanning zal klein zijn, typical 0,25mV. De vervorming zal klein zijn, omdat tussen de transistoren 1 en 2 slechts een kleine verschilspanning zal overblijven. De bandbreedte kan erg groot zijn, hoewel een RC netwerkje toegevoegd moet worden om de stabiliteit te verbeteren. De ingangsstroom is echter veel te groot, typisch 1μA.

Door de verschilversterker uit te rusten met darlington transistoren (zie fig. 6) kan de ingangsstroom verlaagd worden ten koste van een verhoging van de offset-spanning. De ingangsstroom zal nu typisch 10nA, de offset-spanning 2,5 mV bedragen. De ingangsweerstand is nog groter geworden en bedraagt nu theoretisch $\alpha_e^3 R$, wat ongeveer 1GΩ oplevert. De vervorming zal ongeveer een faktor 2 toegenomen zijn, omdat bij eenzelfde kollectorstroom darlington transistoren een tweemaal grotere stuurspanning nodig hebben dan enkele transistoren. De bandbreedte blijkt sterk te zijn afgenomen en bedraagt ongeveer 10MHz. Door shunting van de toegevoegde transistoren met een klein C'tje (33pF) kan het hoogfrekwent gedrag verbeterd worden en een bandbreedte van 40MHz bereikt worden. Kondensatortjes van deze waarde kunnen nog met een gesperde pn-junktie in een geïntegreerde schake-

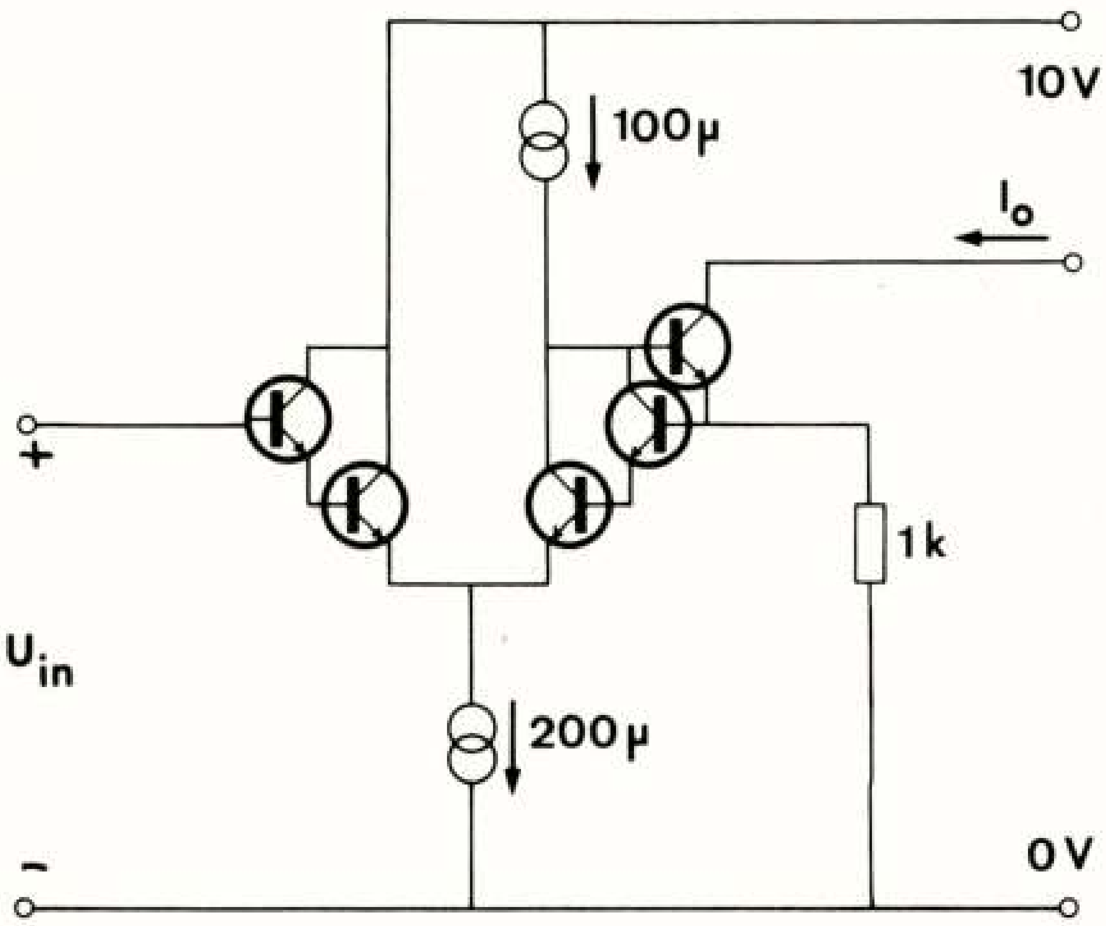


Fig. 6. Spanning-stroom omzetschakeling met darlington transistoren in de ingangstrap voor een lage ingangsinstelstroom.

ling gerealiseerd worden. Op deze manier voldoet het ingangscircuit van de spanning-stroom omzetter aan de eisen, die we gesteld hebben.

Aan de uitgang is het gewenst, dat de stroom een stroombron-karakter heeft in plaats van een stroomput-karakter, zoals in de schakelingen van Fig. 5 en 6. Een pnp-stroomspiegel zou hier toegepast kunnen worden. Dat heeft echter als nadeel, dat de bandbreedte van de schakeling gereduceerd wordt tot die van de spiegel, d.w.z. ongeveer 2,5MHz wordt. Een betere oplossing is het toevoegen van een konstante stroombron zoals aangegeven in Fig. 7.

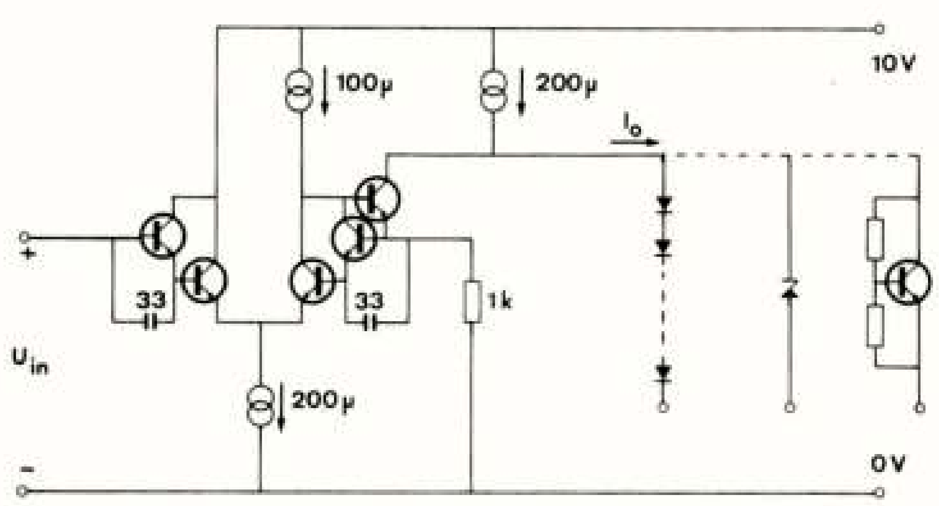


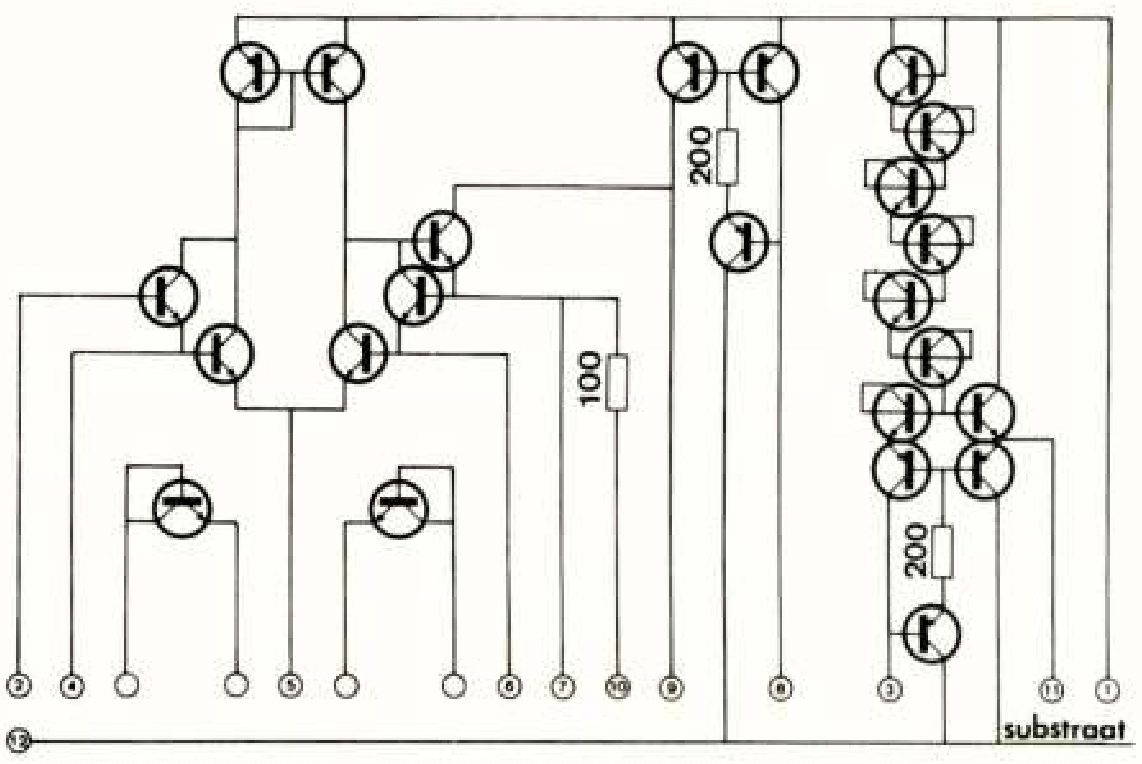
Fig. 7. Definitieve versie van de spanning-stroom omzetschakeling.

Dit heeft echter als nadeel, dat niet de levelshift bereikt wordt, die een spiegel wel gegeven zou hebben. Deze is alsnog te realiseren met een serieschakeling van dioden of een zenerdiode. De grootte van de stroombron is 200μA gekozen, omdat de door de schakeling te leveren uitgangsstroom 100μA bedraagt.

De uitgangsweerstand van de schakeling bedraagt ongeveer 100kΩ. Deze zal echter in een volgende versie verhoogd worden, omdat nu bij belasting met een diode-zoals de bedoeling is - de niet-lineaire spanning over de diode de uitgangsstroom beïnvloedt. Dit resulteert in een verhoging van vooral de tweede harmonische tot enkele promilles.

HET I.C.

Fig. 8 toont het schema en Fig. 9 de chipfoto van het gerealiseerde I.C. van de in de vorige paragraaf behandelde schakeling.



16 ELCA DO1

Fig. 8. Schema van het gerealiseerde I.C.

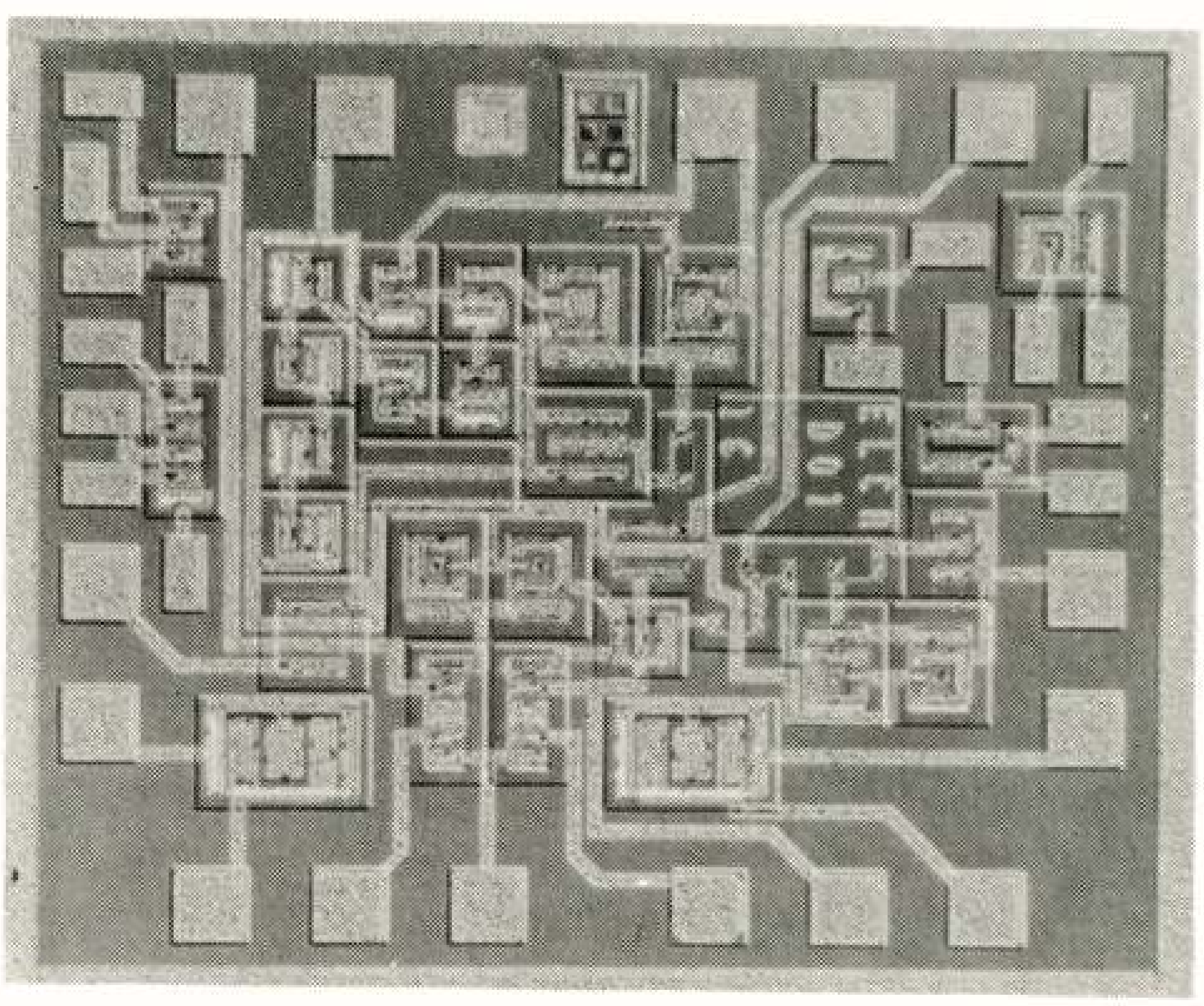


Fig. 9. Chipfoto van de monolitische spanning-stroom-omzetter.

Bij deze figuren kunnen nog de volgende opmerkingen geplaatst worden:

- de stroombron bovenop de verschilversterker is vervangen door een eenvoudige pnp spiegel. Deze maakt de versterking bij lage frekwenties nog een faktor twee groter en gedraagt zich bij hoge frekwenties net als

een konstante stroombron.

- de kondensatoren zijn gemaakt in de vorm van diodes
- de stroombron in het uitgangscircuit is gemaakt met een pnp-stroomspiegel.
- een instelspanning, die nodig is bij het gebruik van deze schakeling in de oscillator is gemaakt met behulp van een diode-string, waar een stroom doorheen gestuurd wordt. In een volgende versie kan deze op een minder ruimte vergende manier gemaakt worden.
- alle stroombronnen van het stroomput-type zijn uit het I.C. weggelaten (aansluitpunten 3, 5, 8) om de sterkte van de toe te passen bronnen nog zo flexibel mogelijk te houden.
- de weerstand R van 1kΩ, die in de schakeling nodig is, heeft hier nog de waarde 100Ω, die in een vorige versie van de oscillator nodig was. Een weerstand van 1kΩ kan echter extern aangesloten worden (aansluitpunt 7).

RESULTATEN

De resultaten, die met dit I.C. gehaald worden,zijn:

- ingangsstroom 10nA
  Deze kan door kompensatie waarschijnlijk nog wel een faktor 10 gereduceerd worden, maar deze kompensatie zal gerealiseerd worden in kombinatie met de aan deze schakeling voorafgaande schakeling.
- bandbreedte 10MHz zonder kondensatoren
  40MHz met kondensatoren.
  De geïntegreerde kondensatoren konden vanwege een gebrek aan aansluitpennen nog niet uitgeprobeerd worden.
- vervorming $< 10^{-4}$ bij belasting met 50Ω
  $= 10^{-3}$ bij belasting met een diode (uitsturing 50%)
- ingangsweerstand > 100MΩ

DANKZEGGING

Voor de fabricage van het I.C. ben ik de N.V. Philips' gloeilampenfabrieken bijzonder erkentelijk.

REFERENTIES

1 Doorenbosch, F., 'Semi-ideal sine oscillators (S.I.S.O.)', Electron. Lett. 1976, 11, pp. 224-225.

2 Doorenbosch, F., 'An integrated wide tunable sine oscillator', IEEE J. Solid-State Circuits, 1976,11, pp. 401-403.

Voordracht gehouden op 2 september 1976 op de Afdeling der Elektrotechniek van de THD, ter gelegenheid van de opening van het I.C.atelier, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 257), de Sectie voor Telecomuunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

URSI

Commissie VI in Lima
(nu gesplitst in commissies B en C)

Commissie VI van de Internationale Wetenschappelijke Radio Unie is steeds een veelomvattende commissie geweest: Informatietheorie, netwerktheorie en theorie der electromagnetische golven. Sinds 1972 was professor K.M. Siegel er voorzitter van. De ambitieuze taak, die hij als leider van een der weinige particuliere kernfusie industrieën op zich genomen had, eiste zeer veel van hem, en bracht hem ertoe een groot deel van de verantwoordelijkheid voor de organisatie van het Commissie VI gedeelte van de 18e Algemene Vergadering van U.R.S.I. aan zijn beide vice-voorzitters, professor Knudsen en mij te delegeren. Nog in het najaar van 1974 hadden we met drieën het programma doorgenomen (in Londen) en de taken verdeeld. Toen professor Siegel in maart 1975 plotseling overleed (een hersenbloeding tijdens een uiteenzetting over kernfusie aan een commissie uit de Senaat) kwam dat uiteraard over ons als een zware slag. (Al vanaf 1963 hadden we in Commissie VI zeer nauw samengewerkt). Het was voor Knudsen en mij echter gemakkelijk de vergaderingen der zesde commissie geheel in zijn zin te laten doorgaan. Knudsen nam daarbij speciaal de theorie der electromagnetische golven, en ik de overige onderwerpen.

Tot mijn taak behoorde het aandeel van commissie VI in het Symposium over De analyse van niet-stationaire signalen, dat op initiatief van dr. Gendrin, toen nog vice-voorzitter van Commissie IV (De magnetosfeer), tot stand kwam. Kailath sprak over snelle kleinste kwadraten benadering. Beginnend met Kalman filter en Riccati vergelijking, kwam hij tot nieuwe algorithmes, gebaseerd op werk van Chandrasekhar en Levinson. Toepassingen in zulke verwijderde gebieden als spraakcompressie en seismologie.

Picinbono koos als eerstvolgende benadering na de stationaire processen, de processen met stationaire toename. Hij behandelde continue en discrete processen, covariantie functies, en voorwaarden voor asymptotisch stationair gedrag.

Whitehouse en zijn medewerkers bespraken de rol van Fourier transformaties en transversale filters. Wolf besprak een coderingsmethode voor niet-stationaire processen. Karbowiak behandelde een aangepaste versie van het vermogensdichtheids-spectrum. Murphy vroeg zich af, hoe men een complex signaal in eenvoudiger componenten kon uiteenleggen.

Dit alles vond plaats in de vergaderingen van de eerste dag. De volgende dagen had ik andere verplichtingen. Woensdag kwamen de magnetosferische aspecten aan de orde: Sonogrammen, e.l.f. signalen, whistlers, aurora. Donderdag de acoustische en radiobiologische toepassingen, en die in de radio-astronomie.

Commissie VI was eveneens betrokken bij het Symposium over "The telecommunications noise and interference environment". Na de atmosferische storingen kwamen ook de door mensen gemaakte storingen aan de orde. Middleton behandelde een statistisch physisch model, dat breed genoeg was om beide soorten storingen te omvatten, en zijn leerling Spaulding een methode voor optimale ontvangst bij aanwezigheid van diverse storingen. Het zoeken van richting en polarisatie van atmosferische storingen werd besproken. Dr. Aiya besprak de karakteristieken van atmosferische storingen. Picquenard besprak periodieke monstername, sequentiële registratie en analyse van signalen tijdens storingen. Ik heb een overzicht gegeven van de belangrijkste bijdragen aan het symposium over electromagnetische verdraagelijkheid in Montreux, waarbij uiteraard de vijf prijswinnende voordrachten de meeste aandacht kregen. Mr. Hubbard behandelde de activiteit van de CCIR op het gebied der radiostoringen, en mij was gevraagd de activiteiten van de CISPR te bespreken. Er waren vele vragen en een levendige discussie over de toekomstige taak van URSI-Commissie E die zich speciaal met deze problemen gaat bezig houden.

De zittingen, die met communicatie te doen hadden, behoorden in Commissie VI tot mijn verantwoordelijkheid. Ik noem de zitting over digitale filters en digitale signaalverwerking met bijdragen van Fettweis (wave digital filters), Oppenheim (Lineaire predictie en homomorphische filters), Bellanguer (snelheidsreductie in numerieke filters), de Vrijer (digitale signaalverwerking in licht en geluid). Een interessante zitting, waarover ook na de vergadering bij het diner van gedachten werd gewisseld. Jammer genoeg was Constantinides op het laatste ogenblik verhinderd.

Voor optische communicatie hadden we Ramsay (werk van Standard Telephone), Gambling (capillaire vloeistofkanalen), Spitz (over de ontwikkeling van de VLP (video grammofoonplaat)).

Millimeter en optische golfpijpen had bijdragen van Gloge (Bell Telephone), Gambling (silica-based fibers), Uchida (glas samenstellingen), Ulrich (geïntegreerde optica) en Okamura (mm golfpijpen).

We hadden ook een zitting samen met Commissie II, over brede band systemen in de troposfeer, geleid door dr. Peter Monsen, die niet geheel aan haar titel beantwoorde. Professor Bremmer gaf er een theoretische bijdrage aan.

Computer simulatie van communicatie systemen was een ander onderwerp. De bijdragen kwamen van dr. Skwyrzinski en van Stolle en medewerkers.

Van de met commissie VII samen georganiseerde zittingen over electronische en physische hulpmiddelen, die voor de verantwoordelijkheid van deze commissie kwamen, noem ik die over mm en submm technieken met bijdragen van Unger, Okamura, Convert en Bonet. De laatste parafraseerde zijn eigen "Habilitationsschrift" waarin modulatie van licht met 50 GHz wordt behandeld. Dit is nog niet eerder gepubliceerd. In "devices" voor optische communicatie, eveneens een gemeenschappelijk onderwerp, spraken Oliner, Checcaci en le Mézec.

Alles bijeen een omvangrijk gebied, dat mij weinig tijd liet om iets in andere commissies te volgen, te meer omdat ik Nederland ook in het Executive Comité moest vertegenwoordigen. Voor de openingszitting werden we al om 5 uur 40 wakker geschud door een lichte aardbeving (op de tiende verdieping geeft dat toch nog al wat beweging). In de openingszitting waren drie ministers aanwezig, alle in generaalsuniform. Professor Pinilla, de decaan van de Universiteit, waar we te gast waren, gebruikte de gelegenheid om te vertellen, hoe mooi het was, om het volk tot meer zelfstandigheid op te voeden. President Beynon herdacht Professor Siegel. De van der Pol medaille werd uitgereikt aan professor Felsen. De Dellinger medaille kreeg de bij een vliegtuigongeval overleden dr. Brice posthuum toegekend.

Bij afwezigheid van de ambassadeur werden we ontvangen door de eerste secretaris van de Nederlandse ambassade, die naast enkele in Lima werkende Nederlanders, ook professor Pinilla en enige ingenieurs had uitgenodigd. Op de vrije dagen bezochten we het bekende ionosfeer station van Jicomarca met zijn uitgestrekte antennes, het satelliet ontvangstation, en oude haciendas en Maja nederzettingen. Velen brachten bezoeken aan Cuzcos in de bergen (3400 meter) en Iquitos aan de Amazone.

Het weer in Lima, slechts 15° van de equator was koud en guur in augustus. Het is er zelden koud. Het trappenhuis van de universiteit heeft dan ook grote openingen, waar men ramen zou verwachten, en niet alle hotels hadden verwarming. Ook werd een aantal deelnemers door Montezuma's wraak geplaagd.

Bij de benoeming van nieuwe voorzitters aan het einde van de zitting kreeg professor van Bladel (Gent) Commissie B (electromagnetische golven), met professor Felsen (Brooklyn) als vice-voorzitter. Professor Picinbono (Paris-Sud) kreeg Commissie C (systemen en signalen) met professor Zima (Praag) als vicevoorzitter. Professor Knudsen stelde zich wegens andere werkzaamheden niet beschikbaar, en ik was ondertussen tot vice-president gekozen, wat men bij voorkeur ook niet met een andere functie laat samengaan. Daardoor ontstond de wat ongewone situatie, dat de nieuwe voorzitters niet tevoren ervaring als vice-voorzitter hadden opgedaan. Beide nieuwe voorzitters zijn al druk bezig met de voorbereiding voor de symposia van 1977 en de plenaire vergadering in Helsinki van 1978. Ondanks het wat ver afgelegen zijn van Lima was het wetenschappelijk programma uitstekend verzorgd. In Helsinki zal de belangstelling - als de economie ons niet in de steek laat - wellicht nog groter zijn! Er worden daar ook grote open symposia georganiseerd.

Prof.Dr. F.L.H.M. Stumpers
Eindhoven

UIT HET NERG

LEDENMUTATIES:

Voorgestelde leden

W.R.M. Arnoldussen, Baronielaan 2, Breda.
Ing. J. Braggaar, Salamanderveen 226, Spijkenisse.
Ir. R.F.M. de Charro, Oude Kerkhof 12, Schiedam.
Ir. M.E. Goldbach, Statenlaan 123, Den Haag
Drs. E.A. ten Hove, Willinklaan 12, Oestgeest.
Ir. H.J.A. de Ronde, Mortierlaan 141, Eindhoven.

Nieuwe adressen van leden

Ir. D. Beekman, Hoogstraat 12B, Rotterdam.
G. Lehmann, Clavecimbellaan 257, Rijswijk Z.H.
G. Schenkel, Hobokenstraat 87, Breda.
Ir.G.A. van der Spek, Hermelijnvlinder 24, Leiden.
Ir. F.P.Ph. de Vries, Oever 35, Schiedam/Kethel.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 41 - nr. 5 - 1976

druk: HET ZUIDEN Eindhoven